N° d'Ordre : 45

THÈSE

présentée

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

le grade de DOCTEUR DE TROISIÈME CYCLE
(Physique supérieure)

par

Michel AILLOUD
Ingénieur E. C. A. M.

SUJET :

Etude d'une Chaîne d'Amplification pour anémomètre à fil chaud

---

Soutenue le 8 Juillet 1961

devant la Commission d'Examen :

MM. G. DEJARDIN, Président
J. JANIN, G. MESNARD } Examinateurs

N° d'ordre : 45

T H E S E

présentée

A LA FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE LYON

pour obtenir

le grade de DOCTEUR DE TROISIEME CYCLE
(Physique supérieure)

par

Michel AILLOUD
Ingénieur E.C.A.M.

ETUDE D'UNE CHAINE D'AMPLIFICATION POUR ANEMOMETRE A FIL CHAUD

Soutenue le 8 Juillet 1961
devant la Commission d'Examen:

MM. G. DEJARDIN Président
J. JANIN Examinateur
G. MESNARD "

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

UNIVERSITE DE LYON - FACULTE DES SCIENCES

Doyens honoraires

MM. LONGCHAMBON, DOUIN, MOUSSA

Professeurs honoraires

MM. LOCQUIN, DE LARAMBERGUE, DOEUVRE, SOLLAUD, MENTZER, MOUSSA

Doyen

M. GAUTHIER H.

Assesseur

M. BRACONNIER

Professeurs

MM.	LONGCHAMBON	Minéralogie
	DEJARDIN	Physique générale
	DOUIN	Botanique
	EYRAUD H.	Calcul différentiel et intégral
	COURTY	Chimie Physique
	PRETTRE	Chimie industrielle
	KUHNER	Microbiologie et Mycologie
	MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
	PARIS	Chimie minérale
	AUMERAS	Chimie
	COLONGE	Chimie organique
	FLANDRIN	Géologie appliquée
	JANIN	Physique expérimentale
	BERNARD	Physique industrielle
	DUFAY J.	Astronomie
	NIGON	Zoologie expérimentale
	GAUTHIER H.	Géologie
	VIRET	Géologie
	WAUTIER	Zoologie
	CHOPIN	Chimie biologique
	CUEILLERON	Chimie
	BRACONNIER	Mathématiques
	EYRAUD Ch.	Chimie Physique appliquée
	JAFFARD	Méthodes mathématiques de la Physique
	SARAZIN	Physique nucléaire
	BOIDIN	Botanique

Professeurs sans chaire

MM. BOUTILLIER	Minéralogie
MESNARD	Physique
DREUX	Chimie organique
GRANDMONTAGNE	Physique
LAFOUCRIERE	Physique nucléaire
TEICHNER	Chimie industrielle
GAUME	Physique
MERLIN	Chimie M.P.C.
PACHECO	Chimie biologique
PAVANS DE CECCATTY	Zoologie

Maîtres de conférence

MM. DEPRAZ	Physique nucléaire
FERON	Mathématiques
PHILBERT	Physique nucléaire
BERSILLON	Physiologie végétale S.P.C.N.
DAVID L.	Géologie
GAUTHIER J.	Chimie
LAFORGUE	Physique
LEGAY	Zoologie expérimentale S.P.C.N.
PERES	Physiologie
UZAN	Physique S.P.C.N.
CHENEVOY	Géologie appliquée
Mle MAITROT	Physique
CHANEL	Phychophysiologie
ASCH	Physique
DUFAY M.	Physique
GINET	Zoologie
MAURY	Mathématiques
MICHEL	Minéralogie
Mme ERICSON	Physique générale

Maîtres de conférence adjoints

MM. PIERRON	Chimie
LEMONDE	Physique

Secrétaire principal honoraire

M. ROUX

Secrétaire principal

M. BURNET

A MON GRAND-PERE MONSIEUR C. AILLOUD

QUI FUT MON PREMIER MAITRE

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41550007_0023

ETUDE D'UNE CHAINE D'AMPLIFICATION POUR ANEMOMETRE A FIL CHAUD

Table des Matières

	Pages
- INTRODUCTION	1
- CHAPITRE I : GENERALITES	2
Principe	2
Possibilités de la méthode	4
Problème de l'inertie thermique	5
Composition de la chaîne	8
Problèmes importants	11
- CHAPITRE II : LE BRUIT DE FOND	17
I - Considérations générales	17
II - Bruit de fond des tubes à vide	21
III - Bruit des transistors	25
IV - Etude expérimentale de quelques tubes	34
V - Etude expérimentale de deux types de transistors	42
VI - Tube ou transistor ?	44
- CHAPITRE III : LES CIRCUITS DE COMPENSATION D'INERTIE THERMIQUE	46
I - Circuits de correction passifs	46
II - Circuits de correction à tubes	51
III - Résultats expérimentaux	53
- CHAPITRE IV : ETUDE DE LA CHAINE D'AMPLIFICATION	56
I - Introduction	56
II - Amplificateur de compensation	57
III - Préamplificateur à transistors	61
IV - Amplificateur de puissance	63
V - Les alimentations	65
VI - Résultats des mesures sur chaque élément de la chaîne	68

A - Amplificateur de compensation 68
B - Préamplificateur à transistors 75
C - Amplificateur de puissance 79
D - Conclusions 84
- CHAPITRE V : MESURES SUR UNE SOUFFLERIE AERO-DYNAMIQUE .. 85
Préliminaires 85
I - Première série de mesures 87
II - Deuxième série de mesures 89
III - Etablissement d'un spectre énergétique 90
- CONCLUSION 93

AVANT - PROPOS

Cet ouvrage résume les principales étapes de l'étude d'une chaîne d'amplification pour anémomètre à fil chaud (dispositif à intensité constante). Il est le résultat d'un an et demi de travail et m'a permis d'aborder avec profit le domaine de la mesure électronique.

Ce type d'équipement n'avait jusqu'alors été réalisé en France que par certains laboratoires plus habitués aux techniques de la mécanique des fluides qu'à celles de l'électronique. Il était donc intéressant d'approfondir un tel sujet sur un plan essentiellement électronique.

Je tiens à exprimer ici toute ma gratitude à Monsieur le Professeur G. DEJARDIN, qui a bien voulu s'intéresser à cette étude et prendre connaissance des résultats de mon travail.

Je remercie Monsieur le Professeur MESNARD et Monsieur le Professeur JANIN d'avoir accepté de faire partie du jury.

Je suis profondément reconnaissant à Monsieur J. TACUSSEL de m'avoir accueilli dans ses laboratoires et de m'avoir guidé et conseillé, et à Monsieur J. MATHIEU, Professeur de Mécanique des Fluides à l'Ecole Centrale Lyonnaise, qui a situé les données principales du problème et m'a assuré son appui sur le plan de la Mécanique des Fluides.

Je remercie Monsieur COMPARAT, Directeur de l'Ecole Centrale Lyonnaise d'avoir bien voulu m'autoriser à effectuer les essais de l'équipement de mesure dans ses laboratoires.

Qu'il me soit permis d'adresser également mes remerciements à tous mes anciens Professeurs de l'Ecole Catholique d'Arts et Métiers de LYON, à qui je dois ma formation d'Ingénieur.

Je remercie enfin les membres de l'Institut de Physique Générale de LYON et tous les membres du personnel de la Société S.O.L.E.A. qui ont participé, de près ou de loin, à ce travail.

I N T R O D U C T I O N

L'étude des paramètres et des grandeurs variables caractéristiques d'un fluide en mouvement, dans une soufflerie aérodynamique, fait apparaître des grandeurs moyennes, résultat d'un régime établi d'écoulement permanent. La mesure de ces grandeurs moyennes (vitesse, pression, débit) en un point s'effectue par des moyens classiques et généralement simples.

Par contre, l'étude des régimes transitoires, ou des paramètres fluctuants d'un régime permanent, qui se superposent aux valeurs moyennes, nécessite la mise en oeuvre de procédés de mesure spéciaux. La technique de ces mesures est délicate, et demande un appareillage complexe et étudié avec tout le soin voulu.

La mesure des vitesses fluctuantes par l'anémomètre à fil chaud est aujourd'hui couramment utilisée pour les recherches sur la turbulence. Cette méthode requiert un équipement électronique de haute performance et qui doit satisfaire à des conditions contradictoires : bande passante étendue et bruit de fond très faible.

CHAPITRE I - G E N E R A L I T E S

Le principe de la mesure est le suivant : on place dans la veine fluide un capteur sensiblement ponctuel, constitué par un fil d métal inoxydable, de un à dix microns de diamètre et de quelques dixi mes de millimètre de longueur. Le fil est chauffé par le passage d'un courant continu d'intensité constante I_o. A température constante T_o, le courant crée une chute de tension constante V_o proportionnelle à l résistance R_{T_o} du fil à la température T_o considérée : si la vitesse moyenne du fluide est U, le fil lui cède une quantité de chaleur dQ, donnée par la loi de King :

$$dQ = A + B\sqrt{U}$$; A et B sont des constantes en première approximation.

Lors d'une variation de vitesse U, la température du fil varie et, par conséquent, sa résistance. Dans le domaine considéré la résistance est une fonction linéaire de la température :

$$R_T = R_{T_o} \left| 1 + \alpha (T - T_o) \right|$$

L'intensité du courant dans le fil étant constante, on recueille aux bornes du fil chaud une variation de tension v fonction d la variation de vitesse u qui lui a donné naissance.

$$v = f(u)$$

Kovasnay a démontré (1) que, tant que des variations de vitesse sont suffisamment lentes, la tension variable est une fonction néaire de la vitesse fluctuante : $v = -K u$. Le signe moins exprime l'opposition de phase entre les variations de la vitesse et de la différence de potentiel. La tension aux bornes du fil est alors une image fidèle des fluctuations de vitesse, autour de la vitesse moyenne U.

Pour des variations rapides, il faut tenir compte du fait que le fil possède une inertie thermique par suite de sa masse non négligeable. Celle-ci provoque pour les fréquences élevées une diminution de la tension alternative utile, ainsi qu'un déphasage entre les fluctuations de vitesse et la différence de potentiel qui en résulte.

On démontre que la tension aux bornes du fil obéit dans le domaine des vitesses subsoniques à l'équation différentielle :

$$M \frac{d\,v}{d\,t} + v = \alpha \frac{u}{U}$$

M représente l'inertie thermique du fil et a la dimension d'un temps. Celle-ci dépend des dimensions du fil, de son coefficient de température, et du courant le traversant.

α représente la sensibilité du fil. Celle-ci dépend de la vitesse moyenne, du coefficient de température et du courant.

Pour une vitesse donnée et une intensité du courant de chauffage donnée, M et α sont des constantes. Si $\frac{u}{U}$ est de la forme $A \sin \omega t$ nous aurons :

$$v = \frac{A\alpha}{1 + M^2\omega^2} \sin(\omega t - \varphi) \text{ avec } \operatorname{tg}\varphi = M\omega.$$

Cette fonction décroît lorsque la pulsation ω augmente. Cette variation devra être compensée. La courbe de transfert de la chaîne d'amplification sera, pour cette raison, l'inverse de celle du fil chaud.

Les tensions alternatives recueillies aux bornes du fil, pour des fréquences suffisamment basses, sont comprises entre 50 μ V et 50 m V.

A coté de cette méthode "à intensité constante", il existe également une méthode, dite "à température constante", qui fait intervenir un processus de régulation par contre-réaction composite.

POSSIBILITE DE LA METHODE

Par cette méthode on mesure les valeurs efficaces des composantes fluctuantes de la vitesse dans les trois directions de l'espa suivant l'orientation du fil.

On peut également effectuer les mesures suivantes :
- corrélation entre deux composantes de vitesse en un même point en utilisant des fils inclinés sur le courant moyen,
- corrélation entre les composantes en deux points, en utilisant deu chaînes d'amplification,
- spectres de vitesse,
- fluctuation de température en un point,
- corrélation vitesse-température.

LE FIL CHAUD

Le capteur utilisé est un fil métallique, généralement de platine ou de tungstène, de 1 à 10 microns de diamètre. Pour permett une manipulation aisée, il est normalement enrobé d'argent (fil de Wollaston), qui porte son diamètre à 10 fois environ le diamètre du fil nu.

La portion de fil intéressante, après recuit, est dénudée par attaque électrolytique en presence d'acide nitrique. Sa résistan à l'oxydation en est la qualité primordiale et c'est pourquoi on uti lise de préférence le platine. Celui-ci est cependant mécaniquement moins résistant.

Le fil utilisé est soudé sur deux broches métalliques servant de bornes d'arrivée de courant.

PROBLEME DE L'INERTIE THERMIQUE

Comme nous l'avons vu, l'inertie thermique du fil provoque une perte de niveau du signal et un déphasage aux fréquences élevées. Ceci est dû au fait que, lorsque les fluctuations de vitesse sont rapides, la température instantanée du fil ne peut plus les suivre de façon fidèle.

On peut tracer un schéma électrique équivalent au fil chaud et qui rend compte de l'inertie thermique.

RC est la constante de temps qui représente l'inertie thermique. Le circuit a une réponse en fréquence identique à celle d'un fil chaud avec la même constante de temps.

En effet, l'équation de transfert s'écrit, Z étant l'impédance totale du circuit et Z' l'impédance équivalente à R et C en parallèle :

$$i = \frac{V_o}{Z} = \frac{V_o\,(1 + jRC\omega)}{r + R + jrRC\omega} = \frac{V_o}{r} \times \frac{1 + jRC\omega}{1 + \frac{R}{r} + jRC\omega}$$

$$V = Z'i = \frac{R\,V_o\,(1 + jRC\omega)}{(1 + jRC\omega)\,r\,(1 + \frac{R}{r} + jRC\omega)} = \frac{R}{r}\,\frac{1 + jRC}{1 + \frac{R}{r} + jRC\omega}$$

Dans ce calcul, on suppose que la source présente une impédance interne nulle et quel'impédance de charge est infinie. Dans le cas d'un générateur réel, sa résistance interne devra être englobée dans r, et si l'impédance de charge n'est pas grande devant R, il faudra prendre pour R une résistance équivalente.

Si $\frac{R}{r} \ll 1$ on aura $\frac{V}{V_o} = \frac{R}{r} \times \frac{1}{1 + jRC\omega} = K\,\frac{1}{1 + jRC\omega}$

A la constante K près, on retrouve l'équation du fil avec M = RC. Le déphasage entre V et V_o est tg = RCω

Nous appellerons ce circuit "fil chaud fictif". Il pourra effet être utilisé en liaison avec un générateur pour reproduire au laboratoire les conditions de l'expérience avec un fil réel.

L'amplificateur de tension, auquel on applique le signal qu apparaît aux bornes du fil chaud, devra compenser cet effet integrateur. La difficulté du problème réside essentiellement dans le fait qu'on devra atteindre un rapport $\frac{\text{gain maximum}}{\text{gain minimum}}$ très grand aux fréquenc extrêmes (du fait du rapport élevé de ces fréquences extrêmes).

Prenons par exemple le cas où l'on désire reproduire fidèlement les fréquences inférieures ou égales à 30 KHz avec un fil ayant une constante de temps de 1 ms.

Nous avons $\frac{V_2}{V_1} = \frac{\sqrt{1 + M^2 \omega_2^2}}{\sqrt{1 + M^2 \omega_1^2}}$

Si nous prenons F_1 = IC Hz et F_2 = 30 kHz, nous aurons sensiblement $\frac{V_2}{V_1} = 2 \pi F_2 M$ soit $\frac{V_2}{V_1}$ = I88,4.

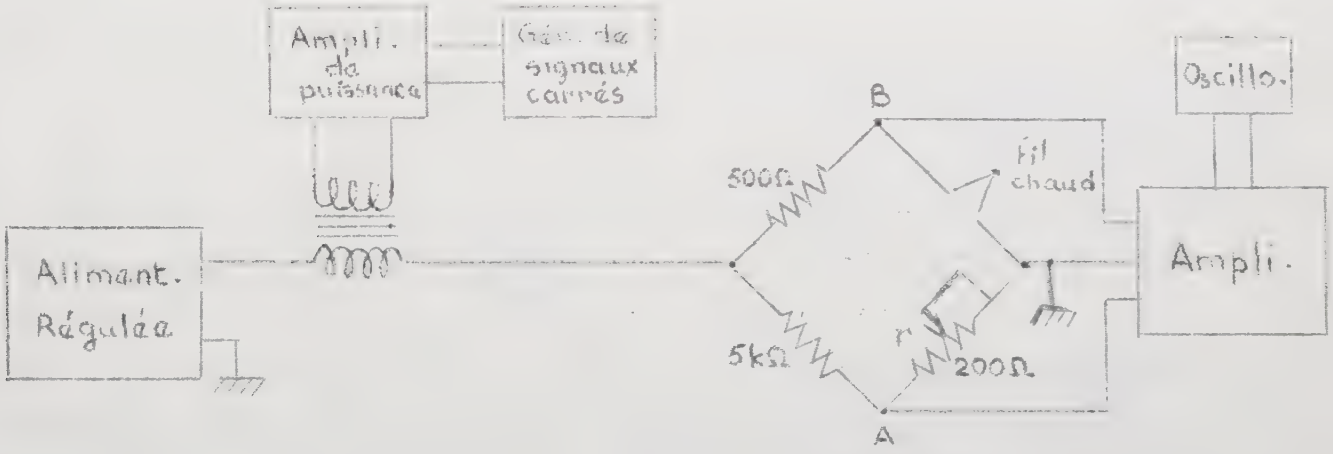
Pour ajuster très exactement la constante de temps de l'amplificateur, on superpose au courant continu de chauffage, par l'intermédiaire d'un amplificateur de forte puissance (30 watts) à large bande passante, un courant rectangulaire d'une intensité sensiblement égale au dixième de celle du courant continu.

Le signal qui apparaît aux bornes du fil est amplifié et observé à l'oscilloscope. Du fait de la constante de temps thermique

du fil, l'allure du signal rectangulaire est altérée et tend vers une forme en dent de scie (intégration).

En effet, l'augmentation de la résistance du fil n'est pas instantanée, et la tension met un temps fini pour s'établir à sa valeur maximum. On ramène le signal de sortie à une forme convenable en agissant sur la courbe de réponse de l'amplificateur, qui devra être rendue inverse de celle du fil. Les moyens mis en oeuvre pour cet ajustement seront examinés ultérieurement.

On peut augmenter la sensibilité de la méthode en opérant de façon différentielle. On réalise le montage suivant :



On amplifie, à l'aide d'un amplificateur symétrique, la différence de tension qui apparaît entre les points A et B. La résistance r est réglée pour que, en l'absence de signaux carrés, la tension continue soit nulle entre A et B.

$$V_{B-D} = (R + \Delta R)\ (I + \Delta I) = RI + R\Delta I + I\Delta R$$

$$V_{A-D} = r\ (I' + \Delta I') = r\,I' + r\,\Delta I'$$

On s'est placé dans des conditions telles que

$$RI = r I'$$

$$\text{et } R\Delta I = r\Delta I' .$$

$$\text{donc} \qquad V_{A-B} = I\,\Delta R$$

On amplifie seulement $I\Delta R$, et l'on met en évidence les déformations dues à l'inertie thermique. Le signal déformé se présen à l'oscilloscope sous la forme d'une dent de scie plus prononcée que précédemment.

Si la compensation est rigoureuse, la figure doit se réduire à une ligne horizontale (correction parfaite de l'inertie).

Nous pouvons dès maintenant esquisser le schéma d'ensemble de l'équipement de mesure, représenté par la planche 1. On y trouve successivement :

1°/ - Une alimentation à tension régulée, réglable, débita dans un circuit formé d'une résistance de 15 Ω en série avec un pont dont l'une des branches est constituée par le fil chaud. La branche adjacente contient une résistance de 500 Ω grande devant la résistan du fil. Le courant qui circule dans le fil est donc sensiblement con tant, pour une tension donnée et un réglage donné du potentiomètre d 200 Ω.

Celui-ci est réglé de façon à établir l'équilibre continu du pont.

2°/ - Un ensemble générateur et amplificateur de signaux carrés. La sortie de l'amplificateur peut être connectée par le comm tateur S_1, aux bornes de la résistance de 15Ω. Ceci permet de super poser un courant rectangulaire au courant continu de chauffage, de façon à régler la compensation d'inertie thermique du fil.

3°/ - Un ensemble (potentiomètre et galvano-mètre G) de mesure de la tension continue aux bornes du fil, permettant d'établir les courbes de sensibilité (on relève la courbe $V = f(U)$ de la tension aux bornes du fil, en fonction de la vitesse du fluide. Pour une vitesse U donnée, le coefficient de sensibilité du fil est $\alpha = p U_o$, p étant la pente de la courbe au point U_o).

4°/ - Un amplificateur de compensation, dont le rôle est triple :

- amplifier le signal alternatif par des étages à faible bruit de fond (entrée symétrique dans le cas de la compensation d'inertie thermique et entrée dissymétrique pour l'amplification du signal turbulent),

- effectuer sur le signal les corrections nécessaires pour annuler l'effet de l'inertie thermique du fil,

- limiter la bande passante de l'appareillage, du côté des fréquences élevées, par un filtre passe-bas, à coupure brusque. La fréquence de coupure doit être variable. Cette limitation est nécessaire pour améliorer le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$.

5°/ - Un amplificateur de puissance dont l'étage de sortie cathodyne, à basse impédance, permet l'alimentation d'appareils de mesure de forte consommation. Il possède deux positions d'amplification non linéaire, en fonction de la fréquence, procurant la dérivée première et la dérivée seconde du signal.

6°/ - Les sources de tension de chauffage et de tension anodique pour les deux amplificateurs.

7°/ - L'appareillage de mesure proprement dit, comprenant :

- un voltmètre à thermocouple, dont la déviation est pro-

portionnelle au carré de la tension à la sortie de l'amplificateur de puissance. De par sa forte inertie, il est insensible aux variations aléatoires de signal, ou aux variations périodiques à très basse fréquence. Il indique en conséquence toujours la valeur moyenne de $\overline{V}^2$.

- un oscilloscope, indispensable pour le "monitoring" du signal. Il faut, en effet, toujours observer, d'une manière très critique le signal à la sortie des amplificateurs, de façon à déceler le bruit de fond, une saturation, ou même une oscillation parasite éventuelle, pouvant prendre naissance du fait du gain très élevé de l'équipement. Sans contrôle oscilloscopique, un expérimentateur, aussi consciencieux soit-il, risquerait de faire des mesures complètement erronées.

De plus, un certain nombre de renseignements qualitatifs peuvent être tirés de ce contrôle visuel. Il sera même parfois avantageux d'effectuer des photographies d'oscillogrammes.

- un analyseur de fréquence, nécessaire lorsque l'on veut établir la composition spectrale d'une turbulence.

On peut également utiliser, le cas échéant, à la sortie de l'équipement des blocs de mesures tels que : élévateur au carré ou au cube, dispositif permettant de former la somme et la difference de deux signaux pour l'établissement des corrélations.

Le schéma précédent, très simplifié, a été établi dans le cas de mesures simples de vitesses turbulentes avec un seul fil chaud. L'ensemble se complique lorsque l'on utilise plusieurs capteurs.

Nous allons maintenant exposer, en fonction de ce qui précède les principales difficultés qui se sont présentées au cours de l'élaboration de la partie électronique. Leur résolution conditionne le bon fonctionnement et l'efficacité de l'équipement de mesure.

1°/ - Importance du bruit de fond des amplificateurs - Rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$

La source de signal (le fil chaud) présente une résistance de 1 à 10 Ω. Les signaux alternatifs à amplifier sont compris entre 50 μV et 50 mV.

La tension de bruit engendrée par la source sera donc négligeable (bruit thermique isotherme théorique de l'ordre de 0,04 μ V environ pour 10 Ω et une bande passante de 10 kHz). Le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ sera déterminé uniquement par l'amplificateur, et, en particulier, par son étage d'entrée, à condition que le gain de celui-ci ne soit pas trop faible.

Supposons un amplificateur à 3 étages identiques, de gain A et de bruit de fond $\sqrt{\overline{\varepsilon}^2}$ rapporté à l'entrée. Le gain total de l'amplificateur est A^3.

A l'entrée du deuxième étage, le bruit de fond vaut :

$$A\sqrt{\overline{\varepsilon}^2} + \sqrt{\overline{\varepsilon}^2} = \sqrt{\overline{\varepsilon}^2}\,(A + 1),$$

et à l'entrée du troisième étage :

$$\sqrt{\overline{\varepsilon}^2}\,(A + 1)\,A + \sqrt{\overline{\varepsilon}^2} = \sqrt{\overline{\varepsilon}^2}\,(A^2 + A + 1).$$

Nous aurons donc, à la sortie de l'amplificateur, un signal de bruit de fond : $\sqrt{\overline{E}^2} = \sqrt{\overline{\varepsilon}^2}\,(A^2 + A + 1)\,A = \sqrt{\overline{\varepsilon}^2}\,(A^3 + A^2 + A)$.

Si A est beaucoup plus grand que 1, on aura sensiblement $\sqrt{\overline{E}^2} = A^3\sqrt{\overline{\varepsilon}^2}$, qui représente, à la sortie de l'amplificateur, le signal de bruit de fond du premier étage.

On pourrait penser, pour améliorer le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$, à utiliser un transformateur élévateur d'impédance.

Ceci est difficilement réalisable dans le cas des fréquences très basses que nous avons à amplifier.

La "microphonie" (phénomène parasite se traduisant par l'apparition d'un signal dans le circuit de sortie d'un tube soumis à des chocs) est également très gênante, car elle apparaît aussi comme un signal perturbateur.

Nous pouvons souligner ici la nécessité de disposer, pour le circuit du fil chaud, d'une alimentation stabilisée, dont la tension de sortie comporte un très faible taux de ronflement et de bruit de fond. Celui-ci apparaîtra, dans une certaine proportion, aux bornes du fil chaud, et se superposera au signal.

Supposons, pour fixer les idées, que la tension de ronflement à la sortie de l'alimentation soit de 10 mV. La résistance du circuit est de 500 Ω environ, ce qui donne un courant alternatif de $\frac{10}{500}$ = 0,02 mA. Pour un fil chaud de 10 Ω, la tension perturbatrice sera de $10 \times 0{,}02$ mA = 200 µV, ce qui est prohibitif.

Si le niveau du signal est de 50 µV, et si l'on désire maintenir un rapport de 40 décibels entre le signal et le niveau de ronflement, nous devrons avoir : V pert. = $\frac{50}{100}$ = 0,5 µV, soit une tension de ronflement maximum de 25 µV à la sortie de l'alimentation, ce qui est très difficile à obtenir.

2°/ - <u>Correction de l'inertie thermique du fil</u>

Nous avons déjà longuement évoqué ce problème. Nous insisterons cependant sur le fait qu'il est important d'obtenir une courbe correspondant de façon précise à la courbe de transfert du fil. C'est de ce résultat que dépendra en partie la précision des mesures.

Mais la courbe de réponse doit assurer un relevé des fréquences élevées avec une pente de 6 dB/octave. De ce fait, nous serons considérablement gênés par le bruit qui deviendra prédominant à partir d'une certaine fréquence.

La tension de bruit thermique à la sortie d'un amplificateur est donnée par la formule (que nous retrouverons dans l'étude détaillée du bruit de fond) :

$$\bar{V}^2 = 4\,kTR \int G\,df$$

Si l'amplificateur a une courbe de réponse linéaire, la tension de bruit aura pour expression :

$$\sqrt{\bar{V}^2} = \sqrt{4\,kTRG}\,\sqrt{B}$$

B est la bande passante de l'amplificateur. La puissance de bruit est proportionnelle à la bande passante.

La constante de temps de compensation augmente l'amplification proportionnellement à la fréquence, à partir de la fréquence de transition. Le gain G sera, à partir de cette fréquence, de la forme $G = G_o + \alpha M f$. (M est la constante de temps de compensation),

$$\text{et } \bar{V}^2 = 4\,kTR \int (G_o^2 + \alpha^2 M^2 f^2 + 2G_o \alpha M f)\,df.$$

Nous négligerons les intégrales en $G_o^2\,df$ et $2\,G_o \alpha M f$ qui constituent des termes du second ordre.

$$V^2 = 4\,kTR \int_{f_1}^{f_2} \alpha^2 M^2 f^2\,df = 4\,kTR\,\alpha^2 M^2 \int_{f_1}^{f_2} f^2\,df$$

$$\int_{f_1}^{f_2} f^2\,df = \left[\frac{f^3}{3}\right]_{f_1}^{f_2} = \frac{1}{3}\left[f_2^3 - f_1^3\right]$$

Dans notre cas, f_1 est toujours beaucoup plus petit que f_2 (par exemple, f_1 = 10 Hz et f_2 = 10 kHz) et on fait une erreur faible en admettant que :

$$f_2^3 - f_1^3 = (f_2 - f_1)^3$$

d'où il vient que :

$$\bar{V}^2 = \frac{4}{3} k \alpha^2 TRM^2 (f_2 - f_1)^3$$

soit :

$$\sqrt{\bar{V}^2} = \sqrt{\frac{4}{3} kTR} \alpha M B^{3/2}$$

On voit que, dans ce cas, la tension de bruit recueillie à la sortie de l'amplificateur est proportionnelle à la constante de temps de compensation M et à la puissance 3/2 de la bande passante.

3°/ - Coupure du signal aux fréquences élevées

Ce qui précède démontre clairement la nécessité de supprimer les composantes du signal supérieures à une fréquence déterminée, à partir de laquelle il ne renferme plus d'information exploitable. Il importe que la pente d'atténuation de ce filtre soit aussi élevée que possible, toujours pour améliorer le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$.

Cependant, la courbe de réponse en fréquence des amplificateurs devra être aussi étendue que possible. La fréquence inférieure, qu'il est souhaitable de transmettre sans atténuation, est de l'ordre de 1 Hz. Du côté des fréquences élevées, avec des fils fins et une faible constante de temps de correction, il peut être utile de transmettre correctement les signaux jusqu'à 50 kHz environ.

Il est de plus important que le gain des amplificateurs soit suffisamment constant, de manière à pouvoir conserver un étalonnage

stable : il doit être peu sensible aux variations des tensions d'alimentation, aux variations de la température ambiante. Un réglage progressif de gain est prévu pour compenser les variations lentes, par suite du vieillissement des tubes par exemple. On doit stabiliser très finement les tensions d'alimentation. Il n'a pas été en effet possible de stabiliser le gain par des circuits de contre réaction : du fait du très grand gain nécessaire, le nombre d'étages serait devenu prohibitif

4°/ - Amplificateurs symétriques

L'utilisation d'amplificateurs entièrement symétriques présente de nombreux avantages. Nous pouvons énumérer ici les principaux.

- Pour ajuster la compensation d'inertie thermique, il est intéressant de procéder de manière différentielle, comme nous l'avons exposé plus haut. Cette méthode est très sensible.

- La configuration symétrique dispense, dans le cas de l'utilisation d'un récepteur à basse impédance, de l'élimination de la composante continue de tension anodique ou cathodique. Ceci est particulièrement utile si l'on utilise un voltmètre à thermocouple.

- De tels amplificateurs sont moins sensibles que les amplificateurs dissymétriques à tous les signaux perturbateurs, tels que parasites ou variations de tension des sources d'alimentation. Ceux-ci se trouvent en effet appliqués en phase sur les deux voies et leur effet est théoriquement nul.

Toutefois, lors de l'utilisation normale avec un seul fil chaud, le signal est dissymétrique par rapport à la masse. On dispose, à l'entrée de la chaîne d'amplification d'un déphaseur fournissant aux deux voies symétriques, les deux signaux nécessaires en opposition de phase.

Nous avons précisé le principe et les difficultés de la mesure des caractéristiques de turbulence à l'aide de l'anémomètre à fil chaud. Nous aborderons maintenant le problème fondamental, pour lequel notre travail a permis le développement et la mise en application de solutions efficaces : le bruit de fond de la chaîne d'amplification.

CHAPITRE II. - LE BRUIT DE FOND

Ainsi que nous l'avons démontré, le niveau de bruit de fond de la chaîne amplificatrice influe considérablement sur les limitations de la mesure. Dans un tel équipement, nous avons dû nous efforcer d'améliorer simultanément les deux rapports fondamentaux : $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ et $\frac{\text{bande passante}}{\text{bruit}}$, qui doivent être aussi élevés que possible.

Nous analyserons d'abord brièvement l'aspect théorique du problème du bruit dans le cas particulier des amplificateurs à faible niveau. Nous exposerons ensuite en détail les résultats de nos travaux essentiellement expérimentaux.

I. - CONSIDERATIONS GENERALES SUR LE BRUIT

Dans les circuits électriques passifs, composés exclusivement de résistances, condensateurs et selfs, on rencontre deux sources de bruit :

- le bruit thermique, dû à l'agitation thermique des électrons,

- le bruit de grenaille dû au passage d'un courant électrique dans un matériau de structure discontinue.

En électronique, pour les circuits actifs comportant des tubes, ou des cristaux semi-conducteurs, on rencontre une troisième source de bruit, dit "bruit de flicker" ou de scintillation. Sa répartition spectrale est inversement proportionnelle à la fréquence.

Pour connaître les effets du bruit, on doit, avant tout, considérer la puissance qui lui est associée. Beaucoup d'études conduisent, avec un niveau de bruit donné, à déterminer le niveau de signal minimum pouvant être décelé.

Nous avons dû, au contraire, examiner le problème en sens inverse, c'est-à-dire le niveau de signal et la résistance de source

(puissance utile) étant fixés, déterminer les moyens par lesquels il était possible de réduire le niveau de bruit, de telle sorte que le signal ne soit pas perturbé de façon sensible. Pour obtenir ce résultat, la puissance de bruit équivalente de la chaîne d'amplification doit être sensiblement inférieure à la puissance de signal.

A. - BRUIT D'ORIGINE THERMIQUE

Ce bruit a été étudié, en premier lieu, par JOHNSON (2) et, ensuite, par NYQUIST (3) en I928.

On sait qu'il existe, dans tout élément conducteur, une agitation désordonnée des électrons libres. Ces électrons entrent en collision avec les molécules, ce qui modifie leur énergie cinétique, et leur direction initiale. Le carré moyen de la vitesse des électrons est proportionnel à la température absolue (4 et 5).

Pendant chaque intervalle de temps séparant deux collisions, le déplacement d'un électron produit une impulsion de courant. Ces mouvements électroniques, purement aléatoires, répondent aux lois du calcul statistique (loi de répartition gaussienne des amplitudes des courants élémentaires). Le courant résultant est nul, à condition que l'on effectue l'intégration pendant un intervalle de temps long, à l'échelle électronique.

Mais si l'on considère l'état du solide à un instant donné, le courant n'est pas nul. Il en résulte une puissance fluctuante liée au mouvement de ces électrons, qui constitue le bruit thermique.

NYQUIST a calculé par une méthode thermodynamique le carré moyen de la tension de bruit aux bornes d'une résistance R, à la température T et pour un intervalle de fréquence ΔF.

$$\overline{v^2} = 4\,kTR\,\Delta F\ ,$$

k étant la constante universelle de BOLTZMANN ($1,38 \times 10^{-23}$ joule par degré).

La puissance de bruit est proportionnelle à la résistance, à la température absolue, et à la bande de fréquence considérée. Il faut remarquer que cette puissance est indépendante des fréquences extrêmes de la bande considérée. Son spectre a une répartition uniforme au moins tant que le temps de transit des électrons est négligeable.

On peut toutefois noter que d'autres travaux antérieurs à ceux de JOHNSON et NYQUIST en I928, avaient porté sur l'influence de l'agitation électronique dans les circuits électriques, mais sans que soit dégagé l'aspect quantitatif des phénomènes, et les résultats importants relatifs au bruit de fond; on ne disposait pas, avant cette date, des moyens d'investigation électriques et électroniques suffisants (EINSTEIN en I906, Madame DE HAAS-LORENTZ en I9I2).

B. - BRUIT DE GRENAILLE ("Shot effect")

On constate que le bruit thermique des résistances est un phénomène spontané, se produisant même en l'absence de différence de potentiel aux bornes.

En présence d'un courant, on rencontre une seconde forme de bruit, appelé bruit de grenaille, ou, en anglais , "shot effect". Cette deuxième source de bruit est due au fait que, à un instant déterminé, le nombre d'électrons, transportant le courant, qui traversent une section du matériau considéré, n'est pas constant.

Si l'on effectue une moyenne sur un intervalle de temps suffisamment long (ce que fait un ampèremètre branché dans le circuit), on note la présence d'un courant constant. Le courant de bruit est, au contraire, le courant variable résultant de ces fluctuations électroniques.

C'est SCHOTTKY qui, en I9I8, découvrit ce genre de bruit (7). Il a calculé, dans le cas d'une diode saturée, le carré moyen du courant de bruit. Il a trouvé que ce carré moyen était proportionnel au courant continu moyen, à la charge élémentaire de l'électron et à la bande passante :

$$\bar{i}^2 = e\, I_o\, \Delta F$$

En fait, cette formule, fausse d'un facteur 2, fut rectifiée par JOHNSON en I922 et s'écrit alors :

$$\bar{i}^2 = 2e\, I_o\, \Delta F$$

Cette relation permet, en utilisant une diode saturée, génératrice de bruit, de calculer la charge de l'électron.

On remarque que le bruit de grenaille, de même que le bruit thermique, est indépendant de la fréquence. Il présente aussi une répartition gaussienne et on peut lui appliquer les lois du calcul statistique.

C. - EFFET "FLICKER" (ou bruit de scintillation)

Cette forme de bruit se rencontre surtout dans les tubes et les semi-conducteurs, mais également dans les résistances non métalliques à structure granulaire, lorsqu'elles sont traversées par un courant.

La théorie et le processus de ce phénomène sont encore assez mal connus. Il semble dû à la structure discontinue et non parfaitement homogène du matériau. Il se produirait des phénomènes de fluctuation aléatoires de l'émission électronique, ou, pour les résistances, des phénomènes de conduction par la surface des grains.

Le carré moyen du courant de bruit de "flicker" varie comme l'inverse de la fréquence (spectre en 1/f). Il répond en général à une répartition non gaussienne. Il atteint des valeurs grandes aux très basses fréquences.

Il a été étudié par SCHOTTKY qui, en I926, en a publié une théorie applicable aux tubes à vide (8). Il suppose l'existence de centres d'émission privilégiés, du fait de l'existence d'atomes de baryum actifs à la surface de la cathode. Ces centres d'émission ont une durée de vie limitée, de valeur moyenne γ, et il y a évaporation progressive du baryum en ces points, pendant que d'autres centres rentrent en action. Ces phénomènes produisent des fluctuations du courant, par fluctuation directe de l'émission, d'une part, et par variation du potentiel de contact grille-cathode, d'autre part.

Ces dernières années, aux Etats-Unis, VAN DER ZIEL et ses collaborateurs ont publié nombre d'études sur ces phénomènes, en particulier dans le cas de tubes à cathodes à oxydes et des semi-conducteurs.

K.S. KNOL (9) a retracé les différentes phases des recherches et théories sur l'effet "flicker". Il cite d'ailleurs les travaux de ROLLIN et TEMPLETON, qui ont constaté que, pour des résistances à couche de carbone, le spectre de bruit de "flicker" pouvait s'étendre jusqu'à 10^{-4} Hertz, c'est-à-dire environ une période par heure (I0).

II. - BRUIT DE FOND DES TUBES A VIDE

Dans le cas des tubes électroniques, le bruit de grenaille domine. Ce phénomène est alors dû aux fluctuations du nombre d'électrons issus de la cathode et atteignant l'anode (11).

La cathode émet des électrons de façon incohérente. Le nombre émis chaque seconde fluctue au hasard, autour d'une valeur moyenne, et

il en est de même du courant. Au courant résultant permanent est superposé un courant fluctuant qui constitue le courant de bruit.

Selon SCHOTTKY, ce courant s'exprime par la formule :

$$\bar{i}^2 = 2\, e\, I_o\, \Delta F$$

Ce raisonnement n'est cependant valable que pour un tube fonctionnant en régime saturé, et dans lequel tous les électrons émis par la cathode sont captés par la plaque. Ce n'est pas le cas, en général, dans la pratique, car les tubes fonctionnent en régime de charge d'espace et il existe autour de la cathode une gaine d'électrons de vitesse insuffisante pour atteindre la plaque. Cette gaine d'électrons joue un rôle régulateur, et contribue à diminuer le bruit de SCHOTTKY.

GOUDET (12) cite les travaux de NORTH, THOMPSON et HARRIS de la RADIO-CORPORATION of AMERICA. Ceux-ci proposent la formule suivante, dans le cas du régime de charge d'espace :

$$\bar{i}^2 = 2\, e\, I_o\, \Delta F\, \Gamma^2$$

Γ^2, appelé facteur d'adoucissement, est inférieur à 1 et vaut approximativement :

$$\Gamma^2 = 9\,(1 - \frac{\pi}{4})\,\frac{kT}{eVa}\,,$$

d'où l'on déduit : $\bar{i}^2 = 18\,(1 - \frac{\pi}{4})\,kT\,\Delta F\,\frac{I}{Va}$

Il existe également un bruit de grenaille du courant de grille dans le cas des tubes (13). Toutefois, ce phénomène intervient de façon négligeable dans le problème de l'anémomètre à fil chaud, étant donné l'impédance extrêmement faible de la source.

On introduit généralement une résistance équivalente de bruit R_b, telle que le carré moyen des fluctuations de tension à ses bornes, à la température ambiante, soit égal au carré moyen des fluctuations de tension apparaîssant réellement aux bornes de la diode.

Dans le cas d'une triode, la résistance équivalente de bruit sera une résistance R_b telle que, placée entre la grille et la cathode du tube, supposé parfait, elle produise sur la plaque les mêmes fluctuations de tension que celles qui seraient produites par le tube réel. En introduisant la pente S du tube, la résistance équivalente de bruit a pour expression :

$$R_b = \frac{0,644}{S} \times \frac{Tc}{T}$$

Tc est la température de la cathode et T la température ambiante. Pour une cathode à oxydes, la température de cathode est en général voisine de I.I00° K, ce qui donne :

$$R_b - \frac{2,5}{S}$$

La résistance équivalente de bruit pour les triodes varie de I00 à I0 K suivant les types. Une triode ayant une pente de I0 mA/V par exemple, présente une résistance équivalente de bruit de 250 . Il est donc important de choisir des tubes avec la pente la plus forte possible, dans le problème qui nous préoccupe, mais d'autres sources de bruit interviennent.

Une deuxième source de bruit de fond dans les tubes à vide est le bruit de "flicker", ou effet de scintillation. Il est dû à des fluctuations à basse fréquence de l'émission cathodique. Sa répartition spectrale est inversement proportionnelle à la fréquence et les amplitudes atteintes peuvent être considérables.

Il faut ajouter à ces deux sources principales de bruit, des sources secondaires, en particulier :

1°/ - les pentodes sont en général plus "bruyantes" que les triodes, du fait de la répartition du courant cathodique entre la grille-écran et la plaque, qui est un phénomène purement aléatoire;

2°/ - les fluctuations du courant anodique produites par une ionisation des gaz résiduels du tube provoquent un bruit de fond;

3°/ - l'émission secondaire peut être une autre source de bruit;

4°/ - le phénomène de "microphonie" des tubes à vide est dû à un déplacement relatif des électrodes, sous l'effet de chocs ou de vibrations. Ces modifications dimensionnelles peuvent être provisoires ou définitives, et elles se traduisent par une variation du courant et du potentiel anodique.

Elles agissent donc de la même façon qu'un signal appliqué sur la grille et, de ce fait, ont un rôle perturbateur. Il est important de choisir, pour les étages d'entrée des amplificateurs sensibles, des tubes spécialement protégés contre ce défaut, par une fabrication précise et robuste, interdisant tout déplacement des électrodes.

Les modifications dimensionnelles permanentes sont particulièrement gênantes dans les amplificateurs de signaux continus, pour lesquels elles se traduisent généralement par une modification des conditions d'équilibre de l'amplificateur (14).

5°/ - des couplages parasites, par induction électrique ou magnétique sur le faisceau électronique d'un tube, peuvent apporter des signaux perturbateurs et ainsi constituer une source supplémentaire de bruit de fond.

Si le tube est chauffé par un courant alternatif, celui-ci peut moduler le courant anodique. De même, la proximité des conducteurs de chauffage peut induire des tensions parasites dans le circuit de grille. Il est recommandé d'effectuer le chauffage des tubes à faible niveau de bruit par un courant redressé et filtré. La proximité des transformateurs d'alimentation peut provoquer une déviation périodique des trajectoires électroniques, et introduire des signaux parasites.

Il est intéressant, du point de vue pratique, de caractériser les tubes électroniques par leur niveau de bruit de fond rapporté à l'entrée. C'est le quotient de la tension efficace apparaissant aux bornes de la résistance de charge, par le gain du tube, en l'absence de signal d'entrée. Le niveau ainsi défini englobe toutes les tensions parasites que nous avons envisagées, qu'elles soient produites par le tube lui-même ou par les impédances qui lui sont associées. Il est évidemment indispensable de préciser l'intervalle de fréquence sur lequel s'effectue la mesure.

Nous procéderons d'ailleurs de la même façon pour les transistors, pour lesquels nous allons également examiner les différentes sources de signaux parasites, englobées sous le terme de "bruit".

III. - BRUIT DES TRANSISTORS

On rencontre, pour les transistors, un problème sensiblement analogue au précédent. Suivant le cas (transistor npn ou pnp), le courant est dû à un déplacement le long du semi-conducteur des électrons ou des trous.

Rappelons brièvement le fonctionnement du transistor.

La jonction collecteur base est normalement polarisée dans le sens inverse et aucun courant ne peut s'établir, au courant de fuite près. Il y a alors création, à la jonction, d'une barrière de potentiel

constituée, si le transistor est du type pnp, par l'attraction qui s'exerce à la jonction entre les charges négatives du semi-conducteur type n et des charges positives du semi-conducteur type p. Le champ de polarisation appliqué dans le sens inverse par la source renforce cette barrière en apportant encore des charges négatives dans le type n et en en retirant du type p (ce qui revient à apporter un excès de charges positives).

Si l'on polarise la jonction émetteur-base dans le sens direct, la barrière de potentiel de cette jonction s'abaisse, et un courant direct s'établit. Il y a injection de porteurs supplémentaires (à savoir des trous) dans la base à travers la jonction. Ces trous peuvent être alors captés par le collecteur, qui est polarisé négativement par rapport à la base, et il s'établit un courant de collecteur. En première approximation, le courant émetteur-collecteur est proportionnel au courant de la base. Le rapport de proportionnalité β est le gain en courant du transistor.

Pour un porteur de charge issu de l'émetteur, il existe plusieurs trajectoires possibles. Il peut :

a) - traverser la base et être capté par le collecteur;

b) - traverser uniquement la jonction émetteur-base, et être collecté par la base. Il participe alors au courant direct émetteur-base;

c) - après avoir pénétré dans la base, rebrousser chemin et regagner l'émetteur, à cause de l'agitation thermique ou d'un état énergétique insuffisant;

d) - il peut également y avoir des porteurs issus de la base captés par l'émetteur ou le collecteur.

Chacun de ces mouvements est aléatoire et les fluctuations dans le nombre de porteurs quittant l'émetteur ainsi que dans celui atteignant le collecteur produisent un bruit de fond analogue au bruit de grenaille des tubes.

VAN DER ZIEL (15) a calculé le bruit d'une diode à jonction :

$$\bar{i}_j^2 = 4\ kT\ G_j df - 2\ e\ I df\ ,$$

G_j étant la conductance de la jonction.

Le premier terme représente le bruit d'agitation thermique, le second le bruit de grenaille.

Dans un transistor, il faut distinguer deux sources de bruit. d'ailleurs sans corrélation :

- le bruit dû à l'émetteur,

- le bruit dû au collecteur.

Le courant de bruit de chaque jonction peut s'exprimer séparément :

$$\bar{i}_e^2 = 4\ kT\ G_e\ df - 2\ e\ I_e\ df \text{ et } \bar{i}_c^2 = 2\ e\ I_c\ df$$

Il ne faut évidemment pas oublier le bruit d'origine thermique dû à la résistance du semi-conducteur.

VAN VLIET (16) souligne le fait que, par suite de la faible impédance d'entrée des transistors, le bruit dû à la source augmente car elle doit débiter un courant; il y a apparition dans la résistance de la source d'un bruit de grenaille, surtout si l'on n'a pas affaire à une résistance métallique.

Nous pouvons exposer brièvement le comportement des transistors quant au bruit, en résumant une analyse très complète de VAN DER ZIEL (17) :

Le bruit d'un quadripole quelconque est habituellement caractérisé par une force électromotrice de bruit $\bar{e}_b^2 = 4\ kT\ R_b \Delta F$ ou par un générateur de courant : $\bar{i}_b^2 = 2\ e\ I_b\ \Delta f$;

- R_b représente la résistance équivalente de bruit,

- I_b représente le courant équivalent d'une diode de bruit saturée.

Mais, et c'est le cas pour les transistors, R_b et I_b peuvent dépendre de l'impédance de la source de signal. Il est alors plus pratique d'utiliser le facteur de bruit ("noise figure" chez les auteurs anglo-saxons). Le facteur de bruit F d'un amplificateur est le rapport qui existe entre la puissance totale de bruit à la sortie et la puissance de bruit à la sortie due au bruit de fond thermique de la source.

Il est évidemment nécessaire d'adapter l'impédance de la source à celle d'entrée de l'amplificateur, pour avoir le transfert maximum de puissance (qui a lieu lorsque l'impédance interne de la source est égale à l'impédance d'entrée de l'amplificateur). Dans le cas de résistances de source faibles, on peut souvent modifier les impédances par un transformateur. Pour l'anémomètre à fil chaud, il n'en est pas ainsi et le problème est plus difficile à résoudre.

Il faut alors choisir un amplificateur avec une résistance équivalente de bruit la plus faible possible.

On doit caractériser et localiser les sources de bruit, puis déterminer expérimentalement les conditions de fonctionnement optima.

Les transistors, comme les tubes, sont affectés de deux sortes de bruit :

- le bruit de grenaille, avec un spectre uniforme jusqu'à la fréquence de coupure environ,

- le bruit de "flicker" avec un spectre basse fréquence non uniforme.

A. - THEORIE DU BRUIT DE GRENAILLE DANS LES TRANSISTORS

Le bruit de grenaille dans les transistors est attribué au caractère aléatoire de la diffusion des porteurs de charges minoritaires, de leur recombinaison, et de la formation de paires électrons-trous.

La théorie corpusculaire, moins générale, explique le bruit de grenaille par les fluctuations du courant dû à chaque porteur qui traverse soit l'émetteur, soit le collecteur.

La théorie des diodes et des transistors est basée sur l'injection et l'extraction de porteurs minoritaires. L'écoulement de ces porteurs se fait par diffusion, en suivant des lois statistiques. Ils disparaissent plus ou moins tôt par recombinaison.

On peut alors considérer le bruit de grenaille des transistors comme constitué par les fluctuations de la diffusion et de la recombinaison. Il est, comme pour les tubes, dû au caractère corpusculaire du courant. Il représente donc essentiellement une limite de bruit qui dépend des conditions de fonctionnement.

B. - THEORIE DU BRUIT DE "FLICKER" DANS LES TRANSISTORS

Il varie comme l'inverse de la fréquence entre 10 Hz et 1 kHz environ.

Les causes n'en sont pas encore parfaitement connues. D'après FONGER (18), il aurait deux origines principales, toutes deux avec un spectre basse fréquence : le bruit de surface et le bruit de fuite.

1°/ - Le bruit de surface

Les fluctuations des niveaux d'énergie occupés à la surface d'un semi-conducteur modulent sa conductivité.

D'autre part, le courant instantané des porteurs minoritaires disparaissant à la surface provoque à travers une jonction le passage d'un courant fluctuant et module la résistance série de la jonction.

Dans les transistors, la résistance de base dépend considérablement du courant. Les porteurs de charges minoritaires disparaissant à la surface donnent deux courants à travers les jonctions émetteur et collecteur. Le bruit de surface module la résistance de base en courant continu de deux manières :

- directement, par la force électromotrice de bruit qui prend naissance du fait du déplacement des porteurs,

- indirectement, par les deux courants i_{se} et i_{sc}.

La force électromotrice de bruit est en corrélation avec i_{se} et i_{sc}.

Le bruit de surface est très sensible aux conditions atmosphériques ambiantes. Il est très important en atmosphère humide. Il diminue aux faibles tensions et aux faibles courants de base. Il peut être considérablement réduit par "un traitement de surface approprié". Ce sont les termes exacts de VAN DER ZIEL, mais nous n'avons pu trouver aucune précision au sujet de ce traitement.

Il augmente considérablement avec l'intensité du courant qui traverse la jonction. Il est toutefois moins important pour les polarisations directes que pour les polarisations inverses.

2°/ - Le bruit de fuite

Il existe un courant de fuite à travers toute jonction dû à sa faible conductivité bilatérale. La conductance de fuite augmente très fortement avec la polarisation et avec la température.

Ce sont les fluctuations spontanées de cette conductance qui provoquent le bruit de fuite. Il est habituellement négligeable pour

les jonctions polarisées dans le sens direct, ce qui n'est pas le cas pour la jonction collecteur-base.

C. - REDUCTION DU BRUIT DE FOND DES TRANSISTORS

Les fabricants de transistors indiquent pour leurs éléments un facteur de bruit dans des conditions de fonctionnement bien déterminées.

Ces facteurs de bruit sont généralement donnés pour un fonctionnement à des fréquences relativement élevées (supérieures à quelques dizaines de kilohertz). En particulier, dans ce cas, la participation de l'effet "flicker" au facteur de bruit est négligeable.

L'expérience nous a montré que les valeurs indiquées ne sont pas directement applicables dans le cas qui nous intéresse, ceci pour deux raisons :

- nous utilisons des résistances de source de valeur extrêmement faible et nous pensons que la notion de facteur de bruit demande, dans ce cas, à être appliquée avec prudence. En effet, les chiffres indiqués par les fabricants de semi-conducteurs sont généralement valables pour des résistances de source de 100 Ω à 1000 Ω;

- la bande passante est étendue aux fréquences très basses, inférieures à 10 Hz et, dans ce cas, l'effet "flicker" prend une importance considérable.

Nous avons constaté que des transistors, donnés par leurs constructeurs comme types à faible bruit de fond, étaient moins favorables que d'autres, en particulier des types haute fréquence. D'une façon générale, on est conduit à travailler avec de faibles tensions, de l'ordre du volt, et de faibles courants, de l'ordre du mA.

REDUCTION DU BRUIT DE "FLICKER"

Le bruit de fuite est réduit par une faible polarisation col-

lecteur-émetteur. Pour les bons transistors, il est faible tant que la tension collecteur est inférieure à IO V.

CHENETTE a constaté que les transistors pnp ont beaucoup moin de bruit de surface que les transistors npn (19). Comme le bruit de grenaille, le bruit de "flicker" de surface diminue lorsque l'on diminue le courant d'émetteur.

VAN DER ZIEL a défini une résistance de bruit de "flicker", telle que $\bar{e}^2_{b_f} = 4\,k\,T\,R_{b_f}\,\Delta f$. Toutefois, elle dépend de la fréquence et de la résistance de source. CHENETTE a démontré qu'il existe une relation linéaire entre la résistance de source et la résistance de bruit de "flicker".

APPLICATION AUX CIRCUITS

On peut retenir les conclusions suivantes, dues à VAN DER ZIEL :

- Les circuits base commune et émetteur commun ont le même facteur de bruit à impédance de source égale. Mais le montage émetteur commun est le plus intéressant, car il procure un gain plus élevé.

- Le bruit de grenaille est uniforme pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure. Au-delà de cette fréquence, le bruit de grenaille augmente rapidement. Il est donc important d'utiliser des transistors de fréquence de coupure suffisamment élevée, eu égard aux signaux à amplifier.

Pour les fortes résistances de source, la résistance de bruit sera minimum pour le courant d'émetteur minimum. Pour les faibles résistances de source, il faudra, au contraire, augmenter le courant d'émetteur (pour diminuer la résistance intrinsèque de base et augmenter la pente du transistor).

- Si le bruit de "flicker" est prédominant, la résistance de bruit est minimum pour le courant d'émetteur minimum.

Dans notre cas, cette condition est contradictoire avec la précédente. Il sera donc nécessaire d'adopter un compromis.

- Il démontre, à l'aide de circuits équivalents, que le courant d'émetteur doit être choisi en fonction de la résistance de source. Pour avoir une résistance de bruit faible, on doit avoir $1-\alpha_o$ et $I_{co} \times r_{b'b}$ les plus faibles possibles.

α_o désigne le gain en courant dans le montage à base commune, I_{co} le courant de fuite, et $r_{b'b}$ la résistance intrinsèque de base. Pour les fréquences moyennes, on a $R_b = \frac{3}{2}(R_s + r_{b'b})$.

- Il est donc important de choisir des transistors à coefficient d'amplification en courant élevé, et avec un courant de fuite faible.

Ce sera le cas lorsqu'on utilise des transistors prévus pour un fonctionnement en haute fréquence, qui, de plus, ont l'avantage d'avoir une fréquence de coupure élevée.

- Il est bon de signaler, pour terminer, l'existence de la modulation de bruit causée par l'effet de grenaille. En effet, la résistance d'un semi-conducteur étant une fonction non linéaire de l'intensité du courant qui le traverse, les courants élémentaires produisant le bruit de grenaille modulent la résistance série des jonctions.

Ce phénomène, encore mal connu, n'intervient qu'aux densités de courant élevées, et sera négligeable dans notre cas.

Pour conclure, nous pouvons résumer les conditions à remplir pour obtenir d'un transistor un faible niveau de bruit de fond, avec une résistance de source de faible valeur.

Il est important de travailler avec une différence de potentiel collecteur-émetteur réduite.

Pour diminuer le bruit de "flicker", le courant d'émetteur doit avoir une valeur faible. Mais, au contraire, pour réduire l'importance de l'effet de grenaille, le courant d'émetteur doit avoir une valeur relativement plus importante, de manière à obtenir une pente élevée et une résistance intrinsèque de base faible. Il sera donc nécessaire de déterminer expérimentalement la valeur du courant optimu La valeur de la résistance de charge influe également sur le bruit de fond, car elle détermine les conditions de fonctionnement dynamique, en particulier, le gain en tension.

De plus, l'emploi d'un transistor HF, de fréquence de coupur élevée et de courant de fuite faible, présente l'avantage supplémentai re d'une bonne stabilité thermique, du fait que le courant de fuite ne représente qu'une faible partie du courant total de collecteur.

VAN DER ZIEL cite quelques chiffres, qu'il a lui-même calculés et vérifiés par l'expérience, obtenus sur des transistors :

- Des transistors pnp travaillant avec un courant d'émetteur de 0,5 mA et une source de résistance interne inférieure à 50Ω, ont une résistance équivalente de bruit de l'ordre de I000 Ω à I0 Hz et de I00 aux fréquences plus élevées.

- Avec des tubes électroniques, les résultats sont de 5 à 20 fois plus élevés.

Il ne faut, en effet, pas oublier que les transistors fonctionnent à une température voisine de la température ambiante, alors que la cathode d'une triode est portée à II00° K environ.

IV. - ETUDE EXPERIMENTALE DE QUELQUES TUBES

Pour avoir une résistance équivalente de bruit faible, il est indispensable de choisir des tubes à forte pente (supérieure à I0)

Nous avons expérimenté les tubes suivants : ECC 88 et ses versions professionnelles E 88 CC et E I88 CC, EF I84, E I80 F et EL I83. De ces éléments, nous avons seulement retenu l'ECC 88 (E 88 CC et E I88 CC) comme susceptible d'équiper un étage d'entrée à faible bruit. Ces trois versions d'un même tube donnent des résultats tout à fait comparables. Les versions professionnelles renforcées semblent cependant moins "microphoniques".

Nous avons procédé, sur ces tubes, à deux sortes d'essais :

1°/ - soit une étude dans les conditions de fonctionnement réelles d'un étage d'entrée auto-déphaseur pour amplificateur symétrique,

2°/ - soit, dans un but de simplification, une étude dans les conditions de fonctionnement d'un étage d'amplificateur classique dissymétrique.

Nous étudierons successivement les résultats obtenus dans ces deux cas.

1°/ - Fonctionnement en étage d'entrée auto-déphaseur

KOVASNAY (20) a utilisé pour son équipement de mesure un étage d'entrée monté en déphaseur de Schmitt (voir ci-après chapitre IV) initialement pourvu de triodes 6 J 4, puis de 4I7 A de la Western Electric Company. Les 4I7 A ont une pente plus élevée et, par là, une résistance équivalente de bruit plus faible que les 6 J 4, mais ont l'inconvénient d'être plus microphoniques et très coûteuses.

KOVASNAY a obtenu, avec les 6 J 4, une résistance équivalente de bruit de I 200 à I 700 Ω, ce qui, pour une bande passante arbitraire de I00 kHz correspond à une tension efficace de 1,4 à 1,7 μV rapportée à l'entrée (0,44 à 0,53 μV pour une bande passante de I0 kHz).

Avec les 4I7 A, la résistance équivalente de bruit est de 400 à 700 Ω, ce qui correspond, dans les mêmes conditions, à une tension efficace de 0,8I à 1,1 μV (0,26 à 0,34 μV pour une bande passante de I0 kHz).

En fait, un équipement réalisé suivant les plans de montage de KOVASNAY et utilisé au Laboratoire de Mécanique des Fluides de l'Université de GRENOBLE, présentait un niveau de bruit de fond total rapporté à l'entrée de 2,8 μV, soit environ 1,4 μV par tube pour une bande passante de 2 Hz à I00 kHz.

La triode 4I7 A présente, dans des conditions de fonctionnement normales, avec un courant anodique de 22 mA, une pente de 25 mA/V. On peut donc s'attendre à des résultats comparables avec une ECC 88 de pente I2,5, dont les deux sections sont connectées en parallèle.

En fait, nous avons dû déterminer expérimentalement les conditions de fonctionnement optima dans le cas de l'utilisation d'un étage d'entrée symétrique auto-déphaseur. Nous avons fait varier pour cela les différents paramètres du circuit, à savoir :

- tension anodique,
- courant anodique,
- résistance de charge,
- tension de chauffage.

Le tableau n° 1 résume les résultats obtenus. Les chiffres indiqués correspondent à une moyenne d'essais effectués sur une dizaine d'exemplaires (parmi lesquels des tubes E 88 CC et E I88 CC). Les tensions efficaces de bruit ont été mesurées à l'aide d'un voltmètre à thermocouple, par référence avec une tension d'étalonnage continue.

Les conditions opératoires étaient les suivantes :

- bande passante limitée à I00 kHz par un filtre passe-bas,

- tension de chauffage 5,5 volts (inférieure de I3 % à la valeur nominale).

Tableau n° 1

Bruit de fond pour un étage d'entrée auto-déphaseur

Tube utilisé	Ia (mA)	Va (V)	Ra (KΩ)	Pente (mA / V)	Gain	$\sqrt{\overline{V}^2_{bf}}$ (μV)	R équ. (Ω)
	6	I30	6,8	6,6	I9,5	2	2450
	7,5	II5	6,8	9	20,5	1,8	2000
	8,7	I02	6,8	9	20,5	1,8	2000
	I0	90	6,8	I0,5	2I,5	2,0	2450
1/2 ECC 88	9	II8	4,7	9,5	I8,5	1,6	I570
	9,1	I30	3,3 à couche	9,5	I5,5	1,4	I200
	9,7	I25	3,3 bobinée	I0	I6	1,1	735
ECC 88	I8	I00	3,3	I9	2I	1,0	6I5
2 sections en parallèle	2I	85	3,3	2I	2I	0,8	395

Nous avons, en effet, constaté que, au moins pour des valeurs suffisamment faibles de courant anodique, une diminution de la tension de chauffage provoque une diminution du niveau de bruit de fond. Ceci est dû à la diminution de la température de fonctionnement de la cathode. Mais, au bout de quelques heures, on constate une forte augmentation du niveau de bruit, qui devient alors supérieur à la valeur qu'il avait pour une tension de chauffage de 6,3 volts. Nous pensons

que ceci est dû à un phénomène de perte d'activité de la cathode, lorsqu'elle fonctionne à une température trop basse; dans ces conditions, l'effet d'adoucissement du bruit par la charge d'espace devient moindre.

Pour ramener l'émission de la cathode à sa valeur normale, il suffit de rétablir la tension de chauffage à sa valeur normale pendant une heure ou deux. Le même résultat peut être obtenu plus rapidement (5 ou I0 minutes) en survoltant le filament de 20 à 25 %, de manière à réaliser une activation analogue à celle pratiquée par le constructeur. On rencontre assez fréquemment ce phénomène de perte d'activité avec les tubes de forte puissance.

2°/ - Fonctionnement en étage amplificateur classique

Tous les essais suivants ont été pratiqués sur un étage amplificateur classique, pour des raisons de commodité d'expérimentation.

Le tableau n° 2 résume les résultats obtenus, dans les conditions opératoires suivantes :

- tension de chauffage : 6,3 volts,
- bande passante limitée à I00 kHz par un filtre passe-bas.

Les tensions efficaces de bruit ont été obtenues en appliquant la tension de sortie de l'étage étudié à l'entrée d'un amplificateur à faible bruit de fond (environ 2 μV). La tension de bruit est alors égale au quotient de la tension de sortie de l'amplificateur par le gain global de l'ensemble, sous réserve que le gain de l'étage étudié soit suffisant (supérieur à 5). Toutes ces mesures ont été effectuées pour une impédance de source nulle (grille d'entrée réunie à la masse du montage).

Tableau n° 2

Bruit de fond pour un étage amplificateur classique

Tube utilisé et conditions	Ia (mA)	Va (V)	Ra (kΩ)	Pente (mA/V)	Gain	$\sqrt{V^2}_{bf}$ (μV)	R équ. (Ω)
2 sections	2I	85	3,3	2I	2I	0,7	300
ECC 88	30	II0	3,3	25	I8	0,76	355
Cathode non découplée	20	82	3,3	2I	2I	0,67	275
	20	70	3,3	2I	2I	0,58	205
2 sections ECC 88 Cathode découplée	20	70	3,3	2I	2I	0,50	I55
EF I84 pentode	I0	200	4,7	I0,7		2,0	2450
	I5	I80	4,7	I5		1,9	2200
EF I84 triode	I0	I50	I0	I0,7		2,0	2450
	I5	I80	4,7	I5		2,0	2450
E I80 F triode	I0	200	4,7	I3,5		2,0	2450
EL I83 triode	20	I34	3,3	I8		0,7	300
EL I83 pentode	20	I34	3,3	I8		1,0	6I5

Nous avons aussi expérimenté le montage cascode. Le tube ECC 88 est spécialement conçu pour cet usage. Les résultats de ces mesures font l'objet du tableau n° 3, pour une tension de chauffage de 6,3 volts et une bande passante de 100 kHz.

Tableau n° 3

Bruit de fond d'un tube ECC 88 (ou E 88 CC) en montage cascode

Ia (mA)	Va_1 (V)	Va_2 (V)	Ra (kΩ)	Pente (mA/V)	Gain	$\sqrt{\overline{V}^2_{bf}}$ (μV)	R équ. (Ω)
10	70	60	15	10,5	140	0,67	275
10	70	70	10	10,5	95	0,67	275
7	52	128	10	8	85	0,60	220
12,5	95	25	10	11	40	0,75	345
12	58	57	10	11	108	0,60	220
12	70	70	10	11	104	0,62	235
15	67	58	6,8	12,5	80	0,55	185
10	80	90	6,8	10,5	66	0,60	220
15	75	75	5	12,5	60	0,55	185
10	75	75	5	10,5	52	0,60	220
10	60	60	5	10,5	57	0,60	220

De toutes ces mesures, nous pouvons tirer les conclusions générales suivantes :

a) - Le niveau de bruit de fond est fonction à la fois du courant anodique (et par conséquent de la pente) et de la tension anodique. Lorsque l'on diminue la tension anodique, la tension de bruit

décroît, d'abord rapidement, puis tend vers une valeur constante, pour des tensions anodiques de 50 à 70 volts. Ceci s'explique sans doute par le fait que la résistance interne du tube augmente lorsque la tension anodique diminue. Pour une résistance de charge donnée, le gain augmente et si l'on admet que la puissance de bruit engendrée par le tube ne dépend pas de la tension anodique, mais seulement de la pente, la tension de bruit ramenée à l'entrée décroît.

b) - Le bruit de fond ramené à l'entrée dépend de la valeur de la résistance de charge anodique qui, d'une part, conditionne le gain du tube, et qui, d'autre part, à cause de son bruit thermique, participe au bruit de fond global. Il existe un compromis entre ces deux conditions contradictoires. En particulier, on doit utiliser des résistances bobinées, car l'expérience montre que les résistances à couche de carbone présentent une tension efficace de bruit de 2 à 4 fois plus élevée que le bruit thermique théorique. Ainsi, dans le cas d'une ECC 88 chargée par 6,8 kΩ, le gain est de 20 et la tension de bruit à l'entrée due à cette résistance est de l'ordre de 0,5 μV.

c) - Dans le cas d'une ECC 88, dont les deux sections sont montées en parallèle, la résistance de bruit mesurée de I55 Ω (dans les conditions suivantes : Ia = 20 mA; Va = 70 V; Ra = 3,3 kΩ; s = 2I m/V; G = 2I et $\sqrt{\overline{V}^2_{bf}}$ = 0,5 μV) est assez voisine de la résistance de bruit théorique calculée par la formule :

$$R\ \text{équ.} = \frac{2,5}{s} \quad \text{qui nous donne} \quad R\ \text{équ.} \simeq I20\ \Omega$$

Si l'on déduit la participation au bruit de fond de la résistance de charge, les valeurs calculées et mesurées concordent remarquablement : I20 Ω calculé et I25 Ω mesuré.

d) - On constatera les piètres résultats obtenus avec les tubes EF I84, E I80 F * et EL I3. En fait, par un choix convenable des

---

* Il existe, depuis quelques mois, une version mécaniquement renforcée du tube E I80 F, référencée E I86 F, mais nous n'avons pas eu l'occasion de l'expérimenter.

points de fonctionnement, nous aurions certainement pu abaisser les chiffres trouvés. Mais ces trois tubes sont extrêmement "microphoniques le moindre choc, même léger, produit une perturbation de même amplitude qu'un signal d'entrée de 0,5 à 1 mV. Au contraire, les tubes E 88 CC et E I88 CC ne possèdent pas ce défaut. Le fait de les frapper avec un crayon correspond à un signal inférieur à I00 μv. De plus, les niveaux de bruit atteints sont particulièrement bas. Ces deux tubes constituent donc d'excellents tubes d'entrée pour un amplificateur à faible niveau.

e) - Comme on peut s'y attendre, avec le montage cascode, du fait de son gain élevé, le signal de bruit rapporté à l'entrée est faible, même pour des valeurs de pente et de courant anodique assez réduites.

V. - ETUDE EXPERIMENTALE DE DEUX TYPES DE TRANSISTORS

Nous avons étudié deux types de transistors :

- le transistor à faible bruit GET I06 de la Général Electric Company,
- le transistor haute fréquence OC 44 de la Radiotechnique (Philips).

Ces deux modèles donnent des résultats comparables, quant au niveau de bruit. Mais le GET I06 présente l'inconvénient d'avoir un courant de fuite important et, si l'on veut travailler avec un courant de collecteur faible, nous aurons de grosses difficultés pour assurer la stabilité thermique du montage. D'autre part, il présente des capacités parasites importantes, ce qui lui donne une médiocre réponse en fréquence (fréquence de coupure en montage base commune 1 MHz). Nous porterons notre choix de préférence sur l'OC 44.

Nous avons constaté que les caractéristiques des transistors, et en particulier la résistance équivalente de bruit, présentent une forte dispersion. Sur un lot de 25 OC 44, dans les mêmes conditions de

fonctionnement, nous avons trouvé des résistances de bruit comprises entre 85 Ω et 500 Ω. Nous avons dû sélectionner un certain nombre d'exemplaires, qui présentaient des caractéristiques favorables ($85 < R < 200$), pour nos mesures et nous avons fait la moyenne des résultats obtenus (tableau n° 4).

Tableau n° 4

Transistor utilisé et conditions	Ic (μA)	Vc (V)	Rc (kΩ)	Gain en tension	Z entrée (Ω)	$\sqrt{\overline{V}^2_{bf}}$ (μV)	R équ. (Ω)
GET I06 Bande passante 40 kHz	255	0,8	3,3	29	5000	0,58	520
	500	I,5	3,3	60		0,47	340
	490	0,9	4,7	80		0,4I	260
	I000	I,8	4,7	I50		0,39	235
	I200	I	4,7	I56		0,37	2I0
	550	I	I0	I67	550	0,33	I65
OC 44 Bande passante I00 kHz	200	I,2	I0	54	2200	0,56	I90
	500	I	I0	I25	600	0,44	I20

Nous remarquons que le niveau de bruit dépend peu de la tension au collecteur (tout au moins dans la gamme de faibles tensions. Dès que l'on dépasse 2 Volts son influence apparaît). Par contre, il dépend considérablement du courant et de la résistance de charge. Il diminue lorsque ces deux grandeurs augmentent, par suite de l'accroissement de la pente (et du gain en tension), et de la diminution de l'impédance d'entrée.

Les résultats du tableau n° 4 correspondent à une résistance de source nulle. La résistance équivalente a légèrement tendance à décroître (5 à I0 %) lorsque la résistance de source passe de 0 à I00 Ω .

La bande passante est différente pour chaque modèle, du fait de la déficience aux fréquences élevées du GET I06. Pour pouvoir faire un rapprochement plus précis, et avoir des résultats plus facilement comparables, nous avons fait de nouvelles mesures dans les conditions suivantes :

$I_c = 500\,\mu A$; $V_c = 1$ V ; $R_c = I0$ kΩ ; $\Delta F = I0$ Hz à I0 kHz,

et nous avons obtenu :

- pour le GET I06 : G = I73; $\sqrt{\overline{V_{bf}^2}} = 0,I4\,\mu V$; R équ. = I20 Ω ,
- pour l'OC 44 : G = I34; $\sqrt{\overline{V_{bf}^2}} = 0,I3\,\mu V$; R équ. = I05 Ω .

Nous pouvons remarquer que les valeurs de résistance équivalente de bruit sont plus faibles que celles du tableau n° 4. Cela provient du fait que nous avons limité la plus basse fréquence (qui était précédemment de 1 Hz) à I0 Hz. Entre I0 Hz et 1 Hz, l'effet de scintillation est prédominant.

Notons de plus, que le courant de fuite de collecteur, qui est de l'ordre de 200 μA pour le type GET I06, est seulement de I0 à 20 μA pour le type OC 44.

VI. - TUBE OU TRANSISTOR ?

A la lumière des renseignements acquis par de nombreuses mesures sur le tube ECC 88 et le transistor OC 44, nous devons maintenant pencher pour l'un ou l'autre élément comme étage d'entrée de notre chaîne d'amplification.

La résistance équivalente de bruit est légèrement plus faible avec le transistor, mais ceci ne saurait être décisif.

Nous devons, en fait, considérer que, pour bénéficier de cette faible résistance de bruit, avec le tube, il est indispensable de travailler avec une valeur de courant anodique élevée; il s'ensuit une puissance dissipée importante, pour amplifier des signaux extrêmement faibles. De plus, un tel étage à tube donne un gain de tension peu élevé. Dans le cas de l'ECC 88, nous faisons travailler les deux sections en parallèle, avec un courant anodique de 20 mA. L'étage d'entrée doit être symétrique, et la haute tension avant découplage d'au moins 250 volts. La puissance dissipée en chaleur pour le seul étage d'entrée est de 10 watts (plus 4,5 watts pour le chauffage). Le gain en tension est seulement de 20 environ.

Avec l'OC 44, il suffit d'une tension d'alimentation de 7,5 V. La puissance totale dissipée ne dépasse pas 7,5 mW et le gain en tension sera légèrement dépendant de la température (0,2 % par degré).

Malgré ce petit inconvénient, nous utiliserons un étage d'entrée à transistors pour bénéficier du bruit de fond minimum, dans les meilleurs conditions possibles, et surtout de l'absence totale de "microphonie" de cet élément. L'alimentation sera assurée par piles de manière à n'introduire aucun ronflement indésirable sur cet étage, et à éviter tout échauffement des transistors.

CHAPITRE III - LES CIRCUITS DE COMPENSATION D'INERTIE THERMIQUE

Lorsque le signal du fil chaud, après avoir été amplifié par un ou plusieurs étages à faible bruit, a atteint un niveau convenable (quelques centaines de millivolts), on peut procéder à la compensation de la perte de niveau aux fréquences élevées due à l'inertie thermique du fil.

Dans un dispositif anémométrique à température constante (2I), cette correction devient automatique, puisque le courant de chauffage s'ajuste par un processus de contre-réaction, de sorte que la température du fil demeure constante.

Dans le cas de l'anémomètre à intensité constante, il est nécessaire de prévoir un étage d'amplification, dont la variation de gain, avec la fréquence, soit de la forme $G' = K (1 + jM\omega)$ (Voir Chapitre I, pages 2 à 7).

Pour obtenir ce résultat, KOVASNAY (22) propose un certain nombre de montages dont nous allons analyser le fonctionnement. Deux catégories de circuits peuvent être envisagés :

- des circuits passifs, ne mettant en jeu que des éléments R.L.C.,
- des circuits actifs, comportant un ou plusieurs tubes fonctionnant avec contre-réaction.

La planche 2 représente les principaux schémas simplifiés utilisables.

I. - CIRCUITS DE CORRECTION PASSIFS

Ces circuits utilisent les propriétés d'affaiblissement des filtres composés soit de résistances et de selfs, soit de résistances et de condensateurs.

1°/ - Compensation par circuit LC (fig. 2a)

Soit v_e la tension d'entrée et v_s la tension de sortie de ce circuit. On supposera, pour la commodité des calculs, que l'impédance de la source est nulle et que l'impédance de charge est infinie. Dans la pratique, il suffira que l'impédance de source soit faible devant l'impédance d'entrée du filtre et que l'impédance de charge (résistance d'entrée de l'étage suivant) soit grande devant l'impédance de sortie du filtre.

On a :

Courant dans le circuit : $i = \dfrac{v_e}{R' + R + jL\omega}$

Tension de sortie : $v_s = (R + jL\omega)\dfrac{v_e}{R' + R + jL\omega}$

à condition d'avoir $R' \gg R + jL\omega$, on pourra écrire :

$$v_s = v_e \frac{(R + jL\omega)}{R'} = \frac{R}{R'} v_e \left(1 + j \frac{L}{R}\omega\right)$$

Le gain du système (inférieur à l'unité) est :

$$G' = \frac{R}{R'}\left(1 + j \frac{L}{R}\omega\right);$$

$M = \dfrac{L}{R}$ est la constante de temps.

Pour les fréquences basses, si ω tend vers 0, G'_o tend vers $\dfrac{R}{R'}$.

Pour les fréquences élevées, si ω tend vers l'infini, la relation $R' \gg R + jL\omega$ n'est plus vérifiée, et le gain n'est plus proportionnel à la fréquence.

On peut alors écrire :

$$G' = \left(\frac{R}{jL\omega} + 1\right) \frac{jL\omega}{jL\omega \frac{(R' + R)}{jL\omega} + 1} = \frac{\frac{R}{jL\omega} + 1}{\frac{R' + R}{jL\omega} + 1}$$

Lorsque ω tend vers l'infini, G' tend vers 1. Nous désignerons par C_F le rapport du gain maximum au gain minimum (rapport "ceiling-to-floor").

$$C_F = \frac{1}{R/R'} = \frac{R'}{R}$$

En utilisant ce circuit, nous devrons satisfaire aux conditions suivantes :

a) - Avoir un rapport $\frac{R'}{R}$ élevé.

b) - Ce qui conduit, pour une valeur donné de $\frac{L}{R}$ et si l'on ne veut pas utiliser de résistance R' trop élevée, à adopter de fortes inductances.

c) - A ce moment, la réponse aux fréquences élevées sera perturbée par la résonance parasite de la self associée à sa capacité répartie.

d) - On peut régler la constante de temps en faisant varier la résistance R. Ceci a pour inconvénient de faire varier le gain aux fréquences basses (donc l'étalonnage de la chaîne).

Remarquons, en outre, que la présence d'une self entraîne le risque de recueillir des signaux parasites alternatifs.

2°/ - Compensation par circuit RC (fig. 2b)

Dans ce cas, c'est le produit M = R'C qui détermine la constante de temps. En effet, nous pouvons écrire :

Impédance équivalente à R et C en parallèle : $Z_e = \frac{R'}{1 + jR'C\omega}$

Courant dans le circuit : $i = \frac{V_e}{Z_e + R} = \frac{V_e\,(1 + jR'C\omega)}{R' + R\,(1 + jR'C\omega)}$

Tension de sortie : $V_s = Ri = \frac{V_e\,R\,(1 + jR'C\omega)}{R' + R\,(1 + jR'C\omega)}$

A condition que $R' \gg R\,(1 + jR'C\omega)$, nous aurons :

$$G' = \frac{R}{R'}\,(1 + jR'C\omega).$$

Si ω tend vers 0, G' tend vers $\frac{R}{R'}$.

Si ω augmente, à partir de la fréquence de coupure supérieure du système, la relation $R' \gg R\,(1 + jR'C\omega)$ n'est plus vérifiée, et la loi de compensation devient inexacte. On doit alors écrire :

$$G' = \frac{R\,\left(\frac{1}{jR'C\omega} + 1\right)}{\frac{R + R'}{jR'C\omega} + 1}$$

Si ω tend vers l'infini, G' tend vers 1. Nous avons encore : $C_F = \frac{R'}{R}$.

Ce système présente deux avantages :

a) - Le rapport C_F, déterminé uniquement par $\frac{R'}{R}$, peut être aussi élevé qu'on le désire, tout en prenant des valeurs de C convenables (par exemple : R = 220 Ω ; R' = 100 kΩ ; C = 10 pF à 10 nF).

b) - On peut faire varier le condensateur C pour modifier la constante de temps, ce qui n'altère pas le gain aux fréquences basses.

Le principal inconvénient de ce dispositif est que le condensateur C n'a aucune armature à la masse, ce qui rend plus difficile l'utilisation d'un condensateur variable.

3°/ - Circuit dérivateur à transformateur (fig. 2c)

Ce circuit ressemble de très près à celui de la figure 2a.

On peut calculer le gain assez simplement. Soit i le courant traversant le circuit auxiliaire et $\mathcal{E}$ la tension aux bornes du primaire du transformateur de rapport k. On a :

$$i = \frac{v_e}{R + jL\omega} \quad \text{et} \quad \mathcal{E} = \frac{jL\omega v_e}{R + jL\omega}$$

Les connexions sont établies de façon telle que cette tension s'ajoute à la tension d'entrée.

$$v_s = v_e + k\mathcal{E} \quad , \quad v_s = v_e + \frac{k\, v_e\, jL\omega}{R + jL\omega} \quad ,$$

et $G' = 1 + \frac{k\, jL\omega}{R + jL\omega}$. Si $R \gg jL\omega$, on aura :

$G' = 1 + jk\frac{L}{R}\omega$; $M = \frac{kL}{R}$ est la constante de temps du système.

Si ω tend vers 0, G' tend vers 1.

Pour les fréquences élevées, la relation $R \gg jL\omega$ n'est plus vérifiée. On écrit alors :

$$G' = 1 + \frac{k\, jL\omega}{R + jL\omega} = 1 + \frac{k}{\frac{R}{jL\omega} + 1}$$

Si ω tend vers l'infini, G' tend vers k + 1, et $C_F = k + 1$.

Le seul avantage de ce circuit est qu'il n'y a pas de perte de gain aux fréquences basses.

Mais il présente trois inconvénients importants :

a) - Le transformateur constitue un capteur de champs magnétiques perturbateurs, ce qui nécessite l'emploi d'un blindage en mumétal;

b) - Aux fréquences élevées, la courbe de réponse est déformée par la résonance supérieure du transformateur;

c) - Il est nécessaire d'utiliser un rapport de transformation élevé pour obtenir un rapport C_F élevé.

II. - CIRCUITS DE CORRECTION A TUBES

On utilise ici les propriétés des circuits de contre-réaction sélective.

1°/ - Circuit à un étage, avec contre-réaction d'intensité (fig. 2d)

Le facteur de contre-réaction (fraction de la tension de sortie reportée à l'entrée) est $\beta = - \frac{Z}{Rp}$, à condition que $Z \ll Rp$.
Z est l'impédance équivalente comprise entre masse et cathode.

$$Z = \frac{R}{1 + jRC\omega} \quad \text{d'où} \quad \beta = \frac{- R}{Rp\ (1 + jRC\omega)}$$

Si G est le gain de l'étage sans contre-réaction, nous aurons un gain résultant G' :

$$G' = \frac{G}{1 - \beta G} = \frac{G}{1 + \frac{RG}{Rp\ (1 + jRC\omega)}} .$$

A condition que la relation $1 \ll \frac{RG}{Rp\,(1 + jRC\omega)}$

soit vérifiée, on peut écrire $G' \simeq \frac{G}{RG/Rp\,(1 + jRC\omega)}$

d'où $G' = \frac{Rp}{R}(1 + jRC\omega)$; M = RC est la constante de temps du circui

Si ω tend vers 0, G' tend vers $\frac{Rp}{R}$, qui représente le gain minimum.

Pour les fréquences élevées, la relation $1 \ll \frac{RG}{Rp\,(1 + jRC\omega)}$ cesse d'être vérifiée, et la courbe de réponse s'écarte de la loi théorique.

Si ω tend vers l'infini, $G' = \frac{G}{1 + \frac{RG}{Rp\,(1 + jRC\omega)}}$ tend vers G.

Le rapport $\frac{\text{Gain maximum}}{\text{Gain minimum}}$ a pour valeur :

$$C_F = \frac{G}{Rp/R} = \frac{R}{Rp}G$$

Le rapport C_F est donc limité. Il est au maximum de 20 ou 30. Ce circuit présente toutefois l'avantage d'utiliser un condensateur qui possède une armature à la masse.

On pourrait également imaginer un circuit à contre-réaction de tension, dans lequel la contre-réaction serait ramenée sur la grille. Les résultats sont tout à fait équivalents.

2°/ - <u>Circuit à deux étages, à contre-réaction de tension (fig. 2e)</u>

Ce circuit, surtout s'il est équipé de deux pentodes, peut avoir un gain de boucle très important, par exemple de 8 000 à 10 000.

Dans ces conditions, il sera relativement facile d'obtenir un rapport C_F élevé.

Les calculs sont assez semblables aux précédents. On a :

$\beta = \frac{-Z}{Z + R'}$; Z est l'impédance équivalente à R et C en parallèle.

$$\beta = \frac{-R}{R + R'(1 + jRC\omega)}$$

Si G est le gain à l'intérieur de la boucle, nous aurons :

$$G' = \frac{G}{1 + \frac{RG}{R + R'(1 + jRC\omega)}}$$

A condition que l'on ait $1 \ll \frac{RG}{R + R'(1 + jRC\omega)}$ nous pourrons écrire : $G' \sim \frac{R + R'(1 + jRC\omega)}{R}$.

On doit poser comme seconde condition $R \ll R'(1 + jRC\omega)$, ce qui permet d'écrire : $G' = \frac{R'}{R}(1 + jRC\omega)$; $\tau = RC$ est ici encore la constante de temps du circuit.

Si ω tend vers l'infini, G' tend vers G; $C_F = \frac{G\infty}{G_0} = \frac{GR}{R'}$.

On peut avec ce circuit facilement obtenir un rapport C_F de 200 à 300. C'est le circuit adopté par KOVASNAY. Nous l'avons intégralement conservé dans notre chaîne d'amplification, car les résultats comme nous allons le voir sont très satisfaisants.

III. - RESULTATS EXPERIMENTAUX

Le montage (voir schéma général) est symétrique. Il est équipé de deux pentodes haute fréquence 6 AK 5, modérément chargées, pour obtenir la bande passante requise. Les grilles écran sont alimentées

par des résistances communes aux deux voies. Aucun condensateur de découplage n'est utilisé car, les résistances étant parcourues par deux courants alternatifs égaux et en opposition de phase, il n'y a pas de contre-réaction appréciable. On peut remarquer que le deuxième étage comporte également une résistance de cathode commune. En plus, du fait qu'elle permet l'économie de deux résistances, elle parfait la symétrie des signaux appliqués sur les grilles, par un effet auto-déphaseur.

Le gain sans contre-réaction est de 120 pour le premier étage et de 80 pour le second. Le gain total est de 9 500 environ. En fermant la boucle de contre-réaction, si la constante de temps de compensation est nulle, le gain résiduel est égal à 20.

Nous avons relevé les courbes de réponse de ce circuit (planche 3) successivement pour des constantes de temps de 10, 100 et 1 000 µs, et jusqu'à une fréquence maximum de 100 kHz.

a) - RC = 10 µs

Cette valeur de constante de temps est obtenue en utilisant un condensateur C de 1 nF associé à une résistance R de 10 kΩ.

Le gain est constant jusqu'à 3 kHz et augmente de 3 dB à 16 kHz (la fréquence de coupure calculée est de 15,9 kHz). La pente est constante de 50 à 100 kHz. Elle vaut alors 6 dB/octave, ce qui est la valeur normale théorique.

b) - RC = 100 µs

On utilise R = 10 kΩ et C = 10 nF. Le gain est constant jusqu'à 500 Hz et augmente de 3 dB à 1,7 kHz (fréquence théorique : 1,59 kHz). La pente de la courbe est sensiblement constante (6 dB/octave) de 5 kHz à 100 kHz.

c) - RC = 1 mS avec R = 10 kΩ et C = 0,1 µF

Le gain est constant jusqu'à 50 Hz et augmente de 3 dB à

I65 Hz (valeur théorique I59 Hz). La pente est sensiblement constante entre 500 Hz et 50 kHz.

Pour cette valeur de constante de temps, nous avons calculé la courbe théorique, à partir de la formule du gain $G = K\ (1 + jRC\omega)$. La courbe expérimentale ne s'écarte pas de plus de 0,7 dB de cette courbe théorique. La précision est satisfaisante. A partir de 50 kHz, la courbe des valeurs mesurées s'écarte de la courbe théorique. Elle passe ensuite par un maximum puis commence à décroître, du fait de la diminution du gain de l'amplificateur.

On peut calculer la valeur théorique du rapport $C_F = \frac{G_\infty}{G_o}$: $C_F = \frac{9\ 500}{20} = 475$, soit 53,5 dB. La valeur mesurée est de 52 dB. La différence provient du fait qu'à I00 kHz le gain sans contre-réaction a déjà légèrement diminué. Ces résultats sont pleinement satisfaisants et nous pouvons adopter ce circuit pour notre équipement de mesure.

CHAPITRE IV - ETUDE DE LA CHAINE D'AMPLIFICATION

I. - INTRODUCTION

En se reportant au schéma d'ensemble de la planche 1, nous voyons que la chaîne d'amplification se compose des deux éléments essentiels ci-après :

- l'amplificateur de compensation,

- l'amplificateur de puissance.

Les alimentations de tension de chauffage et haute tension constituent les éléments secondaires. Les amplificateurs sont entièrement symétriques.

1°/ - L'amplificateur de compensation

Il se compose en fait de deux sections distinctes :

- L'amplificateur proprement dit, équipé d'un étage d'entrée à tubes, en montage cascode, et donnant un bruit de fond rapporté à l'entrée de 0,5 à 1 μV, suivant la bande passante. Il peut être attaqué directement lorsque l'amplitude du signal d'entrée dépasse 1 mV. Il comporte les circuits de compensation d'inertie thermique, ainsi que le filtre passe bas;

- Lorsque les signaux d'entrée sont très faibles (inférieurs à 1 mV), on intercale entre le fil chaud et l'amplificateur un préamplificateur à transistors, qui permet d'obtenir un niveau de bruit de fond très faible.

2°/ - L'amplificateur de puissance

Il comporte deux étages d'amplification de tension, avec possibilité d'une double dérivation, et un étage de sortie cathodyne à basse impédance.

3°/ - Les alimentations

La source de tension de chauffage de chaque amplificateur est une alimentation régulée à transistors de puissance.

Les sources de haute tension sont des alimentations régulées à tubes, à tension de sortie variable, ce qui permet leur emploi éventuel en dehors de cet ensemble.

Nous allons successivement examiner en détail le fonctionnement de chacun de ces éléments.

II. - AMPLIFICATEUR DE COMPENSATION

Le schéma général en est donné par la planche 4.

a) - Etage d'entrée

Il est réalisé à l'aide de deux doubles triodes E I88 CC montées en cascode, fonctionnant avec un courant de I0 mA et une tension de 65 V entre l'anode et la cathode de chaque élément. Le potentiel des grilles des éléments supérieurs est fixé à 92 V par l'intermédiaire d'un diviseur de tension constitué par des résistances bobinées, de manière à réduire au maximum la participation de ces résistances au bruit de fond global.

Une résistance de cathode, commune aux deux tubes, leur permet :

- soit de fonctionner en étage déphaseur (23) (déphaseur de Schmitt) lorsque le signal à amplifier est appliqué à l'entrée sous forme dissymétrique (entre l'une des entrées et la masse). La deuxième grille, par l'intermédiaire du condensateur de liaison de forte valeur, sera alors connectée à la masse.

Dans ce cas, du fait de l'utilisation de résistances de charges égales, les signaux de sortie sur les deux anodes seront légèrement

inégaux (environ I0 %);

- soit d'améliorer la symétrie lorsque les deux entrées sont attaquées par des tensions légèrement dissymétriques.

Le gain global de cet étage est de I45 environ. Le bruit de fond rapporté à l'entrée de chaque voie, d'après les résultats expérimentaux obtenus précédemment devrait être de 0,7 μV (pour I00 kHz de bande passante). En fait, nous trouverons une valeur légèrement supérieure due à la participation de l'étage suivant (étage répéteur à charge cathodique).

b) - 2ème étage et atténuateur

L'appareil réalisé par KOVASNAY comporte un étage d'entrée constitué de deux triodes, ayant un gain en tension de 20 environ. Chaque résistance de charge, fractionnée, constitue un atténuateur qui comporte I7 échelons. Le rapport d'atténuation entre deux échelons est $\frac{\sqrt{2}}{2}$.

Cette façon de procéder possède à notre avis deux inconvénients sérieux :

1°/ - La résistance de charge anodique est parcourue par le courant continu moyen du tube. On constate donc, entre deux plots successifs de l'atténuateur, en plus de la tension alternative à atténuer, la présence d'une différence de potentiel continue importante (le rapport d'atténuation $\frac{\sqrt{2}}{2}$ est valable aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif). Lorsque, par commutation, on passe d'une position à la suivante, cette tension continue se trouve appliquée, par l'intermédiaire du condensateur de liaison, à l'entrée du deuxième étage et amplifiée par les tubes suivants. Il s'ensuit :

- une saturation importante des étages de sortie, qui ne retrouveront leur état d'équilibre qu'au bout de plusieurs secondes;

- une perturbation des appareils de mesure connectés à la

sortie de la chaîne (qui peut être une destruction dans le cas d'un voltmètre à thermocouple).

2°/ - L'atténuation se produit en un point où le niveau du signal (amplifié seulement 20 fois) est encore faible. Le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ en souffre considérablement. Après de multiples essais, nous avons résolu le problème de la façon suivante :

- Si l'on veut placer un atténuateur, avec liaison par condensateur, à la sortie des premiers tubes, il est nécessaire d'utiliser un atténuateur à haute impédance, pour ne pas shunter les résistances de charge. Mais un atténuateur à haute impédance, à cause des capacités parasites possède une mauvaise réponse aux fréquences élevées.

- Nous avons donc répété les signaux de sortie du premier étage d'amplification par un tube ECC 88, en montage cathodyne (en liaison directe avec les anodes des tubes précédents). Ce montage présente une faible impédance de sortie (environ 100 Ω). Il permet facilement l'attaque d'un atténuateur à moyenne impédance (10 kΩ), dont la réponse en fréquence sera satisfaisante. La liaison s'effectue par des condensateurs électrochimiques de forte valeur (100 µF), de manière à permettre, tout en éliminant la composante continue, la transmission des fréquences basses. La fréquence de coupure (-3 dB) de cette liaison est en effet :

$$F = \frac{1}{2 \pi RC} \quad \text{soit} \quad F = \frac{10^6}{6{,}28 \times 10^4 \times 100} = 0{,}15 \text{ Hz}$$

- Comme le gain du premier étage est de 145, et celui du second voisin de l'unité, l'atténuateur se trouve placé en un point où le niveau de signal n'est pas trop bas (70 mV pour une tension d'entrée de 500 µV). Nous serons donc peu gênés par le bruit de fond des tubes suivants.

c) - Compensation d'inertie thermique

L'atténuateur est immédiatement suivi du circuit de compensation d'inertie thermique que nous avons étudié au chapitre précédent.

Ce circuit donne aux fréquences basses, pour lesquelles l'inertie thermique n'agit pas encore, une amplification de 20 environ. La constante de temps de correction est réglable par bonds, au moyen de trois commutateurs, de 0 à 1 mS. La variation minimum est 5 μs.

Il serait sans doute souhaitable de prévoir, pour perfectionner l'appareil, un réglage continu par un condensateur variable, de 0 à 5 μs. En fait, nous avons pu constater que la limite supérieure de 1 ms était un peu faible et qu'il serait souhaitable de monter jusqu'à 2 ou 3 ms.

d) - Filtre passe-bas

L'appareil étudié par KOVASNAY comporte, à la sortie de l'amplificateur de compensation, un étage à charge cathodique attaquant un filtre passe-bas du type RC, constitué de trois cellules identiques mises en cascade suivies d'une quatrième de constante de temps moindre. Quatre fréquences de coupure sont prévues.

Les résultats donnés par ce filtre sont assez médiocres. En examinant les courbes obtenues (planche 8), on constate que la pente d'atténuation atteint à peine, à I00 kHz, I7 dB par octave, ce qui est dû à une mauvaise adaptation des impédances d'entrée et de sortie des différentes cellules. D'autre part, la sortie s'effectue directement après le filtre et, par conséquent, la pente d'atténuation dépend de l'impédance d'entrée du récepteur.

En effet, pour obtenir d'un filtre le maximum d'efficacité, il est indispensable qu'il soit alimenté par une source de faible impédance interne, et chargé par une impédance élevée. Dans la pratique,

il suffit que l'impédance de source soit I0 fois plus faible que celle du filtre, à la plus haute fréquence considérée.

Nous avons réalisé un filtre passe-bas plus efficace de la façon suivante :

- le circuit de compensation d'inertie thermique est suivi d'un premier étage à charge cathodique (I2 AT 7), de manière à avoir une impédance d'attaque faible (environ 250 Ω);

- cet étage alimente les deux premières cellules du filtre, d'impédances respectives 2 200 et 22 000 Ω (aux fréquences élevées);

- les deux premières cellules sont suivies d'un deuxième étage à charge cathodique semblable au premier;

- ce deuxième étage alimente à nouveau deux cellules, identiques aux premières;

- un troisième étage à charge cathodique, à plus forte pente, équipé d'une ECC 88, délivre le signal de sortie sous une impédance faible (I00 Ω lorsque l'on prélève le signal de façon dissymétrique; 200 Ω en cas contraire). De la sorte, le fonctionnement de l'amplificateur est perturbé au minimum par l'impédance de charge (à condition que celle-ci ne soit pas trop faible : au moins 2 000 Ω).

III. - PREAMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

Lorsque le signal dont on dispose à la sortie du fil chaud est très faible (inférieur à 1 mV), ce qui a lieu lorsque l'on effectue des mesures sur une soufflerie à faible taux de turbulence ou des mesures de turbulence thermique, il est nécessaire de bénéficier du rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ maximum.

Pour cela, il est possible d'intercaler entre le fil chaud et l'amplificateur de compensation, un préamplificateur à très faible bruit de fond (planche 5).

Cet appareil est équipé de deux transistors OC 44 (Radiotechnique), en montage symétrique, qui ont été sélectionnés lors des essais comme ayant le minimum de bruit de fond.

Pour avoir une grande souplesse d'utilisation, nous avons monté ces transistors en déphaseur de Schmitt, avec une résistance d'émetteur commune. Etant donné le faible courant d'émetteur, la réaction interne des transistors est négligeable, et les conditions de fonctionnement de ce circuit peuvent être calculées de façon tout à fait analogue à celles d'un étage semblable à tubes (en utilisant par exemple les paramètres universels : résistance d'entrée, pente, résistance interne -24-).

Le signal est appliqué sur les bases par l'intermédiaire de condensateurs électrochimiques de forte valeur (I 000 μF), à cause de la faible impédance d'entrée des transistors. Celle-ci n'est pas très gênante, car la résistance du fil chaud dépasse rarement quelques dizaines d'ohms.

Le gain est par voie de I50 environ. La liaison à l'amplificateur de compensation s'effectue par un câble blindé, ce qui présente l'inconvénient d'introduire une capacité parasite gênante aux fréquences élevées. Il aurait été intéressant d'utiliser un étage séparateur à charge d'émetteur, de façon à effectuer cette liaison à basse impédance. Ceci n'est malheureusement pas possible, car le bruit augmente alors très sensiblement (le gain d'un tel étage est voisin de 1).

Il faut donc accepter l'inconvénient d'avoir une courbe de réponse dépendant de la longueur du câble. Toutefois, jusqu'à une longueur de 2 à 3 m, la réponse reste satisfaisante jusqu'à 50 kHz.

Nous signalerons également le fait que les condensateurs d'entrée de ce préamplificateur présentent une self-induction qui n'est pas négligeable, ce qui les rend aptes à capter les champs magnétiques perturbateurs à la fréquence du secteur. Ce défaut peut être presque

totalement éliminé par une orientation convenable du boîtier.

Ce préamplificateur est alimenté par 5 éléments de pile standard de 1,5 V, qui, en l'affranchissant des inconvénients d'une alimentation par le secteur, lui assurent une autonomie de fonctionnement de I 000 heures environ.

IV. - AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Pour l'étude de l'amplificateur de puissance, nous avons également pris comme référence le montage de KOVASNAY. Il se compose de deux étages d'amplification sensiblement identiques, utilisant des tubes de construction professionnelle : CK 5654, d'un étage de sortie cathodyne (double triode 6 AS 7) et d'un élévateur au carré à diodes, destiné à mesurer la tension de sortie efficace.

Nous avons délibérément laissé de côté l'élévateur au carré, car il semble plus pratique d'utiliser un voltmètre à thermocouple. Une objection sérieuse est malgré tout sa fragilité.

Le montage que nous avons réalisé est représenté par la planche 6.

1°/ - Etage d'entrée

Un commutateur placé à l'entrée de cette unité permet de choisir entre trois valeurs de gain (par atténuation du signal), ou de mettre en circuit un réseau R.C à faible constante de temps de façon à obtenir la dérivée du signal. Nous avons remplacé les tubes CK 5654 (très proches des pentodes 6 AK 5) par des tubes 6 AU 6 courant en France.

Cet étage comporte un réglage progressif de gain : les deux tubes polarisés séparément ont chacun une forte résistance placée en série dans la connexion de la cathode, créant une diminution de l'amplification par contre-réaction de courant; un potentiomètre placé

entre les deux cathodes rétablit un couplage, variable, qui diminue la contre-réaction et permet de régler le gain qui peut être ajusté entre 10 et 55 environ.

Le montage original comportait également pour cet étage un atténuateur constitué par les charges anodiques des tubes fractionnées. Nous l'avons ici aussi remplacé par un atténuateur en échelle, alimenté par une ECC 83 en montage à charge cathodique (même circuit que pour l'amplificateur de compensation).

2°/ - Deuxième étage d'amplification

Ce second étage est précédé d'un circuit de dérivation. Par l'introduction des deux circuits, on doit pouvoir obtenir la dérivée, seconde du signal. Mais, en fait, l'utilisation de la dérivée seconde est difficile, car le bruit de fond prend alors une importance considérable. On doit en réalité considérer qu'il y a, vis-à-vis du bruit, une triple dérivation, à cause de la compensation d'inertie thermique. En général, sauf dans des cas très favorables (bande passante étroite et compensation faible), il n'est pas possible de dériver le signal plus d'une fois.

Le gain du deuxième étage, équipé également de deux tubes 6 AU 6, est variable de la même façon que le précédent, mais dans de plus faibles proportions, de manière à permettre un réglage très fin. L'amplification peut être ajustée entre 8 et 10 environ.

Cet étage comporte un réglage de la symétrie du signal de sortie. Pour cela, un potentiomètre permet de déséquilibrer légèrement, dans le sens convenable, les résistances de charge anodique pour compenser un écart éventuel dans les paramètres caractéristiques des tubes et rétablir l'équilibre des signaux de sortie.

3°/ - Etage de sortie

Il est constitué par deux pentodes à forte pente EL 183,

montées en triode et fonctionnant en "cathode follower".

Les EL I83 travaillent avec un courant cathodique de 37 mA et une pente de 20 mA/V. L'impédance de sortie est donc faible : 50 Ω entre cathode et masse ou I00 Ω entre les deux cathodes. Le courant dans les deux tubes peut être équilibré au moyen d'un potentiomètre et d'un vernier, ce qui permet d'annuler la composante continue de sortie de cathodes, de façon à connecter directement le voltmètre à thermocouple.

Les possibilités de cet étage de sortie :

- tension de sortie efficace maximum : I00 volts,

- courant de sortie efficace maximum : I5 mA,

- puissance de sortie maximum : 750 mW dans 5 KΩ permettent d'alimenter des récepteurs nécessitant une forte tension ou forte intensité, et donnent ainsi une souplesse d'utilisation accrue à la chaîne d'amplification.

V. - LES ALIMENTATIONS

1°/ - Alimentations régulées haute tension

Nous n'insisterons pas sur les alimentations régulées haute tension qui sont d'un type tout à fait classique (25). Les deux amplificateurs sont alimentés sous 300 volts, avec une consommation de I00 mA environ.

Il est toutefois nécessaire de souligner que l'alimentation haute tension de l'amplificateur de compensation doit présenter un taux de ronflement et de bruit très faible, inférieur à 1 mV, pour ne pas apporter de perturbations supplémentaires.

Elle doit également avoir une faible impédance interne aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu, de manière à éviter les couplages entre les différents étages, surtout aux fréquences très

basses. La régulation vis-à-vis des variations de tension du réseau de $\pm$ I5 % sera meilleure que $\pm$ 0,1 %, avec un temps de réponse suffisamment court.

Les caractéristiques de l'alimentation de l'amplificateur de puissance ne sont pas critiques.

2°/ - Sources de tension de chauffage

L'amplificateur de compensation nécessite, au moins pour les étages d'entrée, une tension de chauffage continue. D'autre part, il est souhaitable qu'elle soit stabilisée, de façon à éviter toute variation, même légère, de l'amplification.

L'amplificateur de puissance nécessite une tension de chauffage qui doit obligatoirement être stabilisée, pour avoir une dérive faible de la tension continue de sortie.

Nous avons réalisé deux sources d'alimentation identiques pour le chauffage des tubes, délivrant une tension continue de 6,3 V avec un débit maximum de 3 A. Le schéma en est donné par la planche 7.

Chaque source comporte comme élément régulateur un transistor composite, obtenu par l'association des transistors suivants : deux OC 29, dont la base est commandée par le courant d'émetteur d'un OC I6; la base de l'OC I6 est elle-même alimentée par un OC 7I, sur la base duquel est appliqué le signal d'erreur, après amplification. Le coefficient d'amplification en courant global est égal au produit des coefficients d'amplification partiels. Dans notre cas, nous avons : $\beta = 70 \times 30 \times 50 = 105\,000$. Pour obtenir un courant de 3 A, il suffit d'un courant de commande de 30 μA environ.

L'amplificateur de commande est constitué par deux transistors OC 44, en montage différentiel symétrique, de façon à assurer une bonne stabilité thermique (celle-ci est améliorée par l'utilisa-

tion des OC 44 dont le courant de fuite est faible). La tension de référence, provenant d'une diode de Zener I2 Z 4 *, à coefficient de température négligeable, est appliquée sur l'une des bases et le signal proportionnel à la tension de sortie sur l'autre. Le signal d'erreur amplifié (gain en tension de I00 environ) est recueilli aux bornes de la résistance de charge placée en série dans la connexion de collecteur de l'un des transistors (choisi de façon à avoir la relation de phase convenable).

La tension d'alimentation de l'amplificateur est fournie par une diode de Zener stabilisatrice I6 Z 4.

Un circuit de réaction positive, appliquant à l'amplificateur de commande une faible fraction des variations de la tension non stabilisée, améliore la régulation, en augmentant le gain de boucle. Un circuit R.C constitué d'une résistance de I00 Ω et d'un condensateur de 0,5 µF empêche la naissance d'oscillations parasites éventuelles.

Les performances de cette alimentation régulée simple sont très bonnes :

- Pour des variations de la tension du secteur: $\pm$ I5 %, la tension de sortie varie de $\pm$ 3 mV sur 6,3 volts, soit moins de 0,1 %;

- Pour des variations de l'intensité de 0 à 3 A, la tension de sortie varie de $\pm$ 6 mV, ce qui représente une impédance interne de 2 mΩ ;

- La dérive thermique est extrêmement faible. Elle ne dépasse pas 0,1 mV/°C.

Le refroidissement des transistors de puissance OC 29 est

---

* Thomson - Houston

assuré par un ventilateur, car la puissance dissipée peut atteindre I2 watts dans chaque transistor. Dans ces conditions, la température atteinte par leur boîtier, pour une température ambiante de 2I° C, est de 50° C, ce qui représente une température de la jonction de 68° C (résistance thermique de 1,5° C/watt).

Remarquons que, en fait, un seul transistor OC 29 aurait pu suffire pour assurer la régulation. Cependant, la résistance à froid des filaments des tubes est 2 à 3 fois plus faible que leur résistance à chaud, et il se produit, à la mise sous tension du montage, un appel de courant atteignant 8 à 9 ampères pendant quelques dixièmes de seconde, ce qui dépasse le maximum autorisé pour l'OC 29. Il était donc aussi simple, et moins coûteux, d'utiliser un deuxième transistor, plutôt que de prévoir un dispositif de préchauffage, avec temporisation.

VI. - RESULTATS DES MESURES EFFECTUEES SUR CHAQUE ELEMENT

Nous avons examiné le principe de fonctionnement de chacun des éléments de la chaîne d'amplification. Mais notre étude serait incomplète sans l'examen des résultats des mesures réalisées sur chacun d'eux.

A. - AMPLIFICATEUR DE COMPENSATION

L'amplificateur de compensation peut s'accommoder de signaux d'entrée dissymétriques ou symétriques. Nous avons effectué des essais dans ces deux conditions.

1°/ - Avec signal d'entrée dissymétrique, sans correction d'inertie thermique.

Gain de chaque étage : Nous avons mesuré le gain de chaque étage à 1 kHz, avec un signal d'entrée de 1 mV.

Tableau n° 5

Amplificateur de tension : Gain de chaque étage

Etage	Première voie	Deuxième voie	Niveau maximum (V) *
Etage d'entrée : Cascode E I88 CC	72	67,5	38
2ème étage : Cathodyne ECC 88	0,97	0,96	3I
3ème & 4ème étages : Correction d'inertie	I8,6	2I,3	40
Filtre : 1er étage Cathodyne	0,96	0,97	35
Filtre : 2ème étage Cathodyne	0,98	0,97	30
Etage sortie : Cathodyne	0,8I	0,80	29

En faisant le produit des gains partiels mesurés, on obtient le gain total, soit I 040 pour la première voie et 990 pour la seconde. En fait, la valeur mesurée est I 060 pour chaque voie. La différence est due à l'addition des erreurs de mesure.

* Correspondant au début de déformation visible de l'oscillogramme.

Courbe de réponse : Nous avons relevé la courbe de réponse globale de l'amplificateur, sans correction d'inertie thermique, pour les différentes fréquences de coupure du filtre passe-bas. Les résultats de ces mesures font l'objet du tableau n° 6 et les courbes représentatives de la planche 8.

Ce tableau démontre l'efficacité du filtre à coupure brusque. Dans tous les cas, on atteint une réjection maximum de plus de 70 dB. La réjection de 20 dB (pour laquelle le résidu est le dixième du signal maximum) est atteinte moins de 3 octaves après la fréquence pour laquelle la perte de signal est de IO %, et moins de 2 octaves après la fréquence de coupure à - 3 dB.

La courbe de réponse sans filtre est linéaire à $\pm$ 0,5 dB près de 1 Hz à I50 kHz. Avec les moyens dont nous disposions, nous n'avons pu effectuer aucun essai pour des fréquences inférieures à 1 Hz. On peut toutefois penser que la fréquence de coupure, pour laquelle la perte de niveau est de 3 dB, se situe aux environs de 0,2 à 0,3 Hz, étant donné les fortes valeurs de constante de temps utilisées dans les liaisons entre étages.*

2°/ - Avec un signal d'entrée symétrique

En attaquant l'amplificateur de compensation par deux signaux en opposition de phase, nous avons effectué différentes mesures :

a) - mesure du gain total, à 1 kHz, et pour un niveau d'entrée de 0,5 mV sur chaque voie. Il est de I 055 sur une voie et I 040 sur l'autre.

---

* Des mesures faites en dernière minute ont montré que la fréquence de coupure (- 3 dB) est de 0,3 Hz.

Tableau n° 6

Courbes de réponse de l'amplificateur de compensation, sans correction d'inertie thermique

Niveau en dB

Fréquence (Hz)	Position maximum	Position 28 kHz	Position I6 kHz	Position 8 kHz	Position 4 kHz
1	0	0	0	0	0
2	0	+ 0,2	+ 0,1	+ 0,1	+ 0,2
4	0	0	0	0	+ 0,1
I0	0	0	0	0	+ 0,1
40	0	0	0	0	0
I20	0	0	0	0	0
200	0	0	0	0	0
1 K	0	0	0	0	0
2 K	+ 0,2	+ 0,2	0	0	- 0,3
4 K	+ 0,2	+ 0,2	0	0	- 1,7
8 K	+ 0,2	+ 0,1	- 0,3	- 1	- 6
I0 K	+ 0,2	0	- 0,4	- 1,8	- 9,2
I5 K	+ 0,2	- 0,3	- 1,25	- 4	- I5,5
20 K	+ 0,2	- 0,7	- 2,3	- 7	- 22,5
30 K	+ 0,2	- 2	- 5	- I2,6	- 33,5
40 K	+ 0,2	- 3,5	- 8,4	- I8,1	- 42,3
50 K	+ 0,1	- 5,5	- II,5	- 23,4	- 49,7
60 K	0	- 7,6	- 14,8	- 28,4	- 56,2
70 K	0	- 9,6	- 18,1	- 33	- 62
80 K	- 0,1	- 11,5	- 21	- 36,8	- 66,2
I00 K	+ 0,3	- 15,8	- 27,6	- 45	- 7I
I20 K	0		- 33,2	- 53	
I50 K	- 0,5	- 26	- 40,8	- 6I,3	
200 K	- 1,5	- 35,6	- 52,5	- 72	
250 K	- 2,7	- 44,5	- 64,5		
300 K	- 4,0	- 54,1	- 72		

N.B. - L'amplificateur est utilisable jusqu'aux fréquences indiquées par un trait pointillé.

b) - courbes de réponse : à $\pm$ 0,2 dB près, elles sont conformes à celles obtenues avec un signal d'entrée dissymétrique. Nous ne les reproduirons pas ici.

c) - contrôle de l'atténuateur : pour quatre fréquences de mesure (2 Hz, 1 kHz, 20 kHz, 50 kHz), nous avons contrôlé la précision de l'atténuateur.

A 2 Hz et 1 kHz, l'erreur est au maximum de 0,1 dB, soit environ 1 %. Elle atteint : 0,3 dB à 20 kHz et 0,4 dB à 50 kHz, à cause de l'effet des capacités parasites des résistances, ou du montage.

d) - Contrôle du circuit de compensation d'inertie thermique

Tableau n° 7

Fréquence (Hz)	Niveau relatif en dB		
	I0 µS	I00 µS	I 000 µS
2	+ 0,1	+ 0,1	0
20	0	0	0
200	0	+ 0,1	+ 3,8
1 kHz	0	+ 1,4	+ 15,8
4 K	+ 0,4	+ 8,5	+ 27,8
8 K	+ 1,1	+ 14,0	+ 34,0
I5 K	+ 3	+ I9,3	+ 39,6
30 K	+ 6,4	+ 25,3	+ 46,5
60 K	+ I0,9	+ 3I,7	+ 50,8
I00 K	+ I4	+ 37,1	+ 45,7
I50 K	+ I5,2	+ 42,7	+ 40,8
200 K	+ I5,2	+ 43,6	+ 37,0

e) - Mesures de distorsion

Nous avons procédé, sur cet amplificateur, à la mesure du taux de distorsion par intermodulation, en injectant à l'entrée un signal composite, résultant de la superposition de deux sinusoïdes de fréquence F_1 = 50 Hz et F_2 = 4 000 Hz dont le rapport des amplitudes est 4 à 1, nous conformant en cela à l'usage en vigueur pour les mesures sur les amplificateurs électro-acoustiques. Nous avons mesuré, dans le signal de sortie, et pour différents niveaux quelle est la fraction de la tension de sortie composée des fréquences $F_1 + F_2$ et $F_1 - F_2$.

Les résultats sont les suivants :

Tension de sortie :	1 V	Taux d'intermodulation :	0,15 %
- - -	2,1 V	- -	0,68 %
- - -	3 V	- -	1,1 %
- - -	5,5 V	- -	2,6 %
- - -	11,5 V	- -	5,3 %
- - -	16 V	- -	7,5 %

Il est donc recommandé, afin de réduire la distorsion par intermodulation, de ne pas excéder une tension de 3 V à la sortie de l'amplificateur de compensation. En effet, elle correspond à la création de composantes ayant une fréquence n'existant pas dans le signal initial et, de ce fait, apporte une déformation très gênante.

Lors du relevé des courbes de réponse avec filtre passe-bas, nous avons constaté, aux forts signaux, un phénomène d'intermodulation venant du fait que le signal du générateur basse fréquence utilisé présentait des variations d'amplitude faibles (0,1 %) à la fréquence du réseau. C'est après avoir constaté ce phénomène que nous avons décidé d'effectuer cette mesure systématiquement pour différents niveaux.

f) - Bruit de fond

Nous avons mesuré le niveau de bruit de fond rapporté à l'entrée de l'amplificateur de compensation (pour une résistance de source nulle), et la résistance équivalente de bruit, en l'absence de compensation d'inertie thermique. La plus basse fréquence transmise sans atténuation est 1 Hz :

Tableau n° 8

Fréquence de coupure supérieure	Tension de bruit	Résistance équivalente de bruit (Ω)
6 kHz	0,6 μV	3 650
I2 kHz	0,7 μV	2 500
22 kHz	0,75μV	I 550
36 kHz	0,8 μV	I I00
260 kHz	0,9 μV	I90

On constate que, pour les valeurs faibles de la fréquence de coupure supérieure, la résistance équivalente de bruit augmente considérablement. Nous en avons tracé la courbe de variation en fonction de la bande passante (planche 9).

Pour les fréquences inférieures à I0 kHz, le bruit dû à l'effet de scintillation, dont l'amplitude est importante, domine très nettement. En fait, pour l'utilisateur, ce phénomène ne sera pas très gênant. En effet, lorsque l'on utilise le circuit de correction de l'inertie thermique, le gain de l'amplificateur augmente avec la fréquence et les signaux de bruit de fréquence élevée sont nettement plus amplifiés que les signaux de bruit "flicker", qui se situent principalement aux fréquences basses.

g) - Essais annexes

Une variation de $\pm$ I5 V de la haute tension produit une variation de gain de $\pm$ 1,5 %.

Une variation de $\pm$ I0 % de la tension de chauffage produit une variation de $\pm$ 1 % du gain.

Il est donc nécessaire de stabiliser convenablement ces deux tensions de chauffage pour assurer la constance à court terme de l'étalonnage. En ce qui concerne les variations de gain à long terme (dues par exemple à l'évolution des tubes), il est nécessaire de procéder à une vérification avant chaque série de mesures.

h) - Signal d'entrée maximum admissible

Puisque l'atténuateur se trouve situé après le premier étage d'amplification, c'est celui-ci qui, par sa limite de saturation, détermine la tension d'entrée maximum. La tension maximum de sortie du premier étage est de 38 V par voie (distorsion harmonique $\simeq$ 2 %) avec un gain de 70 environ, lorsque le signal d'entrée est asymétrique. On a donc :

$$V_e \text{ maximum} = \frac{38.10^3}{70} = 545 \text{ mV.}$$

Nous pourrons admettre à l'entrée de l'amplificateur de compensation une tension maximum de :

- signal symétrique : 250 mV environ par voie,
- signal asymétrique : 500 mV environ,

ce qui, en fait, correspond, dans les deux cas, à un signal de 500 mV entre les deux grilles.

Il est toutefois indispensable de vérifier que l'on ne risque pas de saturer les étages suivants. Or, l'atténuation maximum (I9 échelons en rapport $\frac{\sqrt{2}}{2}$ est $(\sqrt{2})^{19} = 708$. Le signal d'entrée

maximum de l'étage de compensation d'inertie, pour une tension d'entrée de l'amplificateur de 500 mV sera de 50 mV, et le signal de sortie de cet étage de 1 volt. Il n'y a dans ces conditions aucun risque de saturation.

B. - PREAMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

De même que l'amplificateur de compensation, le préamplificateur à transistors, utilisé pour les signaux faibles, peut être attaqué par une tension d'entrée symétrique ou dissymétrique par rapport à la masse du montage. Toutes les mesures sur cet élément de la chaîne ont été réalisées avec un signal d'entrée dissymétrique.

a) - Mesure du gain

Le gain en tension mesuré à 1 kHz est de 70 pour la première voie (pour laquelle le signal est appliqué sur la base) et de 66 pour la seconde voie (qui fonctionne avec base à la masse).

Le signal maximum admissible à l'entrée est de 14 mV (distorsion harmonique égale à 2 % environ), donnant des tensions à la sortie respectivement de 980 et 925 mV. Mais, à cause de la tension maximum admise à l'entrée de l'amplificateur de compensation (250 mV), nous devrons limiter la tension d'entrée du préamplificateur à 3,5 mV (lorsque le signal est dissymétrique, soit 1,75 mV par voie lorsque le signal est symétrique).

Toutefois, si l'on veut pouvoir bénéficier du bruit de fond réduit du préamplificateur pour des signaux supérieurs à 3 mV, pour l'établissement de spectres énergétiques par exemple, il serait probablement possible de ne prélever, par fractionnement des résistances de charge de collecteur des transistors, que le 1/4 ou le 1/5 de la tension de sortie. *

* Ceci n'a pas été expérimenté.

b) - Courbe de réponse

Nous avons relevé point par point la courbe de réponse de l'ensemble : préamplificateur et amplificateur de compensation (placé en position de bande passante maximum). La liaison entre ces deux montages est réalisée par un câble blindé. Nous avions primitivement utilisé un câble blindé unique à deux conducteurs, d'une longueur de 1,50 mètre, et dont les capacités étaient : I60 pF entre les deux conducteurs et 280 pF entre chaque conducteur et le blindage. Avec ce câble, les fréquences élevées sont nettement défavorisées. La tension de sortie décroît de 1 dB à 30 kHz et 3 dB à 60 kHz.

Nous avons alors utilisé deux câbles blindés monoconducteurs, de même longueur que le précédent. Dans ces conditions, la capacité entre chaque conducteur et son blindage est seulement I20 pF (environ 60 pF entre les deux conducteurs), et nous avons relevé la courbe de réponse définitive dans ces conditions (tableau n° 9).

Tableau n° 9

Fréquence (Hz)	1	2	I0	400	I 000	4 K	I0 K	20 K
Niveau relatif (dB)	0	0	0	0	0	0	0	0
Fréquence (Hz)	40 K	60 K	80 K	I00 K	I50 K	200 K	300 K	
Niveau relatif (dB)	-0,2	-0,6	-1	-1,6	-3,2	-4,7	-7,5	

Les résultats obtenus dans ces conditions sont très favorables. Mais il est recommandé de ne pas allonger le câble de liaison à l'amplificateur de compensation au-delà de 2 à 3 mètres, si l'on veut conserver une courbe de réponse linéaire jusqu'à 50 kHz (l'impédance de sortie du préamplificateur est de 8 000 Ω environ par voie).

c) - Bruit de fond

De même que pour l'amplificateur de compensation, nous avons mesuré le niveau de bruit de fond rapporté à l'entrée du préamplificateur (pour une résistance de source nulle) et la résistance équivalente de bruit. La plus basse fréquence transmise sans atténuation est 1 Hz :

Tableau n° I0

Fréquence de coupure supérieure	Tension de bruit $\sqrt{e^{-2}}$	Résistance équivalente de bruit (Ω)
6 kHz	0,09 μV	83
I2 kHz	0,I2 μV	73
22 kHz	0,I6 μV	72
36 kHz	0,I9 μV	62
I00 kHz	0,30 μV	55

Nous devons souligner les valeurs remarquablement faibles de la résistance équivalente. Elles sont dues vraisemblablement au fait que les transistors du montage ont été spécialement sélectionnés. Il semble, de plus, que la résistance équivalente de bruit diminue sensiblement après quelques centaines d'heures de fonctionnement (I5 à 30 %).

Nous avons constaté que, contrairement à ce qui se passe pour l'amplificateur de compensation (équipé de tubes), la résistance équivalente de bruit est sensiblement constante, lorsque la bande passante varie de 6 kHz à I00 kHz (planche n° 9). Ceci paraît contraire aux théories émises par VAN DER ZIEL (17), qui affirme que l'effet de scintillation serait plus important pour les transistors que pour les tubes à vide. Toutefois, pouvons-nous supposer que cet effet de scintillation se manifeste pour les transistors à des fréquences plus basses que pour les tubes. On peut également penser que l'utilisation des transistors OC 44 à très faible surface de jonction, et que les progrès réalisés ces dernières années dans la technologie de construction des transistors, ont permis de réduire l'importance de ce phénomène.

d) - Influence de la température

Nous avons expérimenté le préamplificateur à différentes températures (entre I9°C et 40°C), afin de noter les variations du bruit de fond et du gain en tension. Les résultats de ces mesures, pour lesquelles nous avons exprimé les variations relatives, en prenant comme référence les valeurs mesurées à 22°C, sont rassemblées dans le tableau n° II.

Tableau n° II

Température (°C)	$\frac{\Delta G}{G}$ (%)	$\frac{\Delta \sqrt{e^{-2}}}{\sqrt{e^{-2}}}$ (%)
I9°	+ 0,66	0
22°	0	0
25°	- 0,66	+ 2,5
30°	- 1,3	+ 3,8
35°	- 2,6	+ 3,8
38°	- 3,3	+ 4,3
40°	- 3,9	+ 5

La valeur moyenne de la variation du gain en tension est de - 0,2 % par degré Celsius. Ce chiffre est acceptable, tant que la température ambiante ne varie pas de plus de quelques degrés Celsius au cours d'une expérience. Dans le cas contraire, il sera nécessaire de contrôler l'étalonnage de temps à autre.

e) - Influence des variations de la tension d'alimentation

Le préamplificateur est alimenté par 5 éléments de pile standard de 1,5 volts, de forte capacité (1 ampère-heure environ). Dans ces conditions, l'autonomie de fonctionnement est de I 000 heures. La conservation de ces piles est de 2 ans au minimum, en cas de non-utilisation.

Nous avons étudié l'influence sur le gain du préamplificateur des variations de la tension d'alimentation. Les variations sont importantes : il diminue de I7 % pour I9 % de diminution de la tension. La tension efficace de bruit ne varie pas de façon sensible.

C. - AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

L'entrée de l'amplificateur de puissance doit obligatoirement être excitée par un signal symétrique par rapport à la masse. Toutes les mesures sur cet élément ont été faites dans les conditions normales d'utilisation, c'est-à-dire en liaison avec l'amplificateur de compensation.

1°/ - Mesure des gains

Nous avons mesuré séparément le gain à 1 kHz de chaque étage d'amplification, successivement dans les positions de gain minimum et de gain maximum des réglages progressifs (tableau n° 12).

Tableau n° I2

Etage	Gain minimum	Gain maximum
1° étage : 6 AU 6	I0,7	33,5
2° étage : E 88 CC	0,97	0,97
3° étage : 6 AU 6	7,8	9,3
4° étage : EL I83	0,98	0,98
Gain total calculé	79,3	296
Gain total mesuré	79,5	288

La tension de sortie maximum admissible à vide (2 % de distorsion harmonique) est de 50 V par voie, soit I00 en sortie symétrique (280 volts crête à crête).

2°/ - Atténuateurs

Le sélecteur d'entrée comporte une position d'entrée directe pour laquelle la totalité du signal est appliquée aux grilles de l'étage d'entrée, deux positions d'atténuation : rapports : 15 dB (soit $\sqrt{2}^5$) et 27 dB (soit $\sqrt{2}^9$), et une position de dérivation du signal par un réseau R.C. L'erreur sur les rapports d'atténuation ne dépasse pas 1 % pour des fréquences comprises entre 1 Hz et 50 kHz.

Le deuxième atténuateur est placé après le premier tube 6 AU 6. Il en est séparé par l'étage cathodyne E 88 CC. Il comporte 4 échelons dans le rapport de $\sqrt{2}$ et autorise une atténuation totale

de I2 dB (soit $\sqrt{2^4}$). Ici également, l'erreur est inférieure à 1 % pour la bande de fréquence 1 Hz - 50 kHz.

La souplesse d'utilisation est importante. Par l'action des atténuateurs et des commandes de réglage progressif, le gain en tension du montage peut varier entre les valeurs extrêmes suivantes : 0,9 et 290 (soit une dynamique de réglage de 50 dB).

3°/ - Courbe de réponse

La réponse en fréquence est pratiquement indépendante du réglage du gain. Nous avons relevé la courbe de transfert pour les positions minima et maxima des réglages progressifs. Cette mesure fait l'objet du tableau n° I3.

Tableau n° I3

Réponse en fréquence de l'amplificateur de puissance

Fréquence (Hz)	1	2	I0	I20	1 K	I0 K	20 K	40 K
Position : Gain min. (dB)	- 0,1	- 0,1	0	0	0	+ 0,3	+ 0,3	+ 0,1
Position : Gain max. (dB)	- 0,2	0	0	0	0	+ 0,2	+ 0,1	+ 0,2
Fréquence (Hz)	80 K	I50 K	200 K	250 K	300 K	350 K	400 K	500 K
Position : Gain min. (dB)	0	- 0,1	- 0,6	- 1	- 1,6	- 1,9	- 2,5	- 3,6
Position : Gain max. (dB)	+ 0,1	0	- 0,4	- 0,7	- 1,1	- 1,7	- 2,2	- 3,4

La courbe de réponse de cet amplificateur est très étendue. Il permet en particulier de transmettre parfaitement des signaux rectangulaires d'une fréquence de 20 kHz.

4°/ - Mesure de la puissance de sortie maximum

Nous avons effectué cet essai pour des taux de distorsion harmonique de 1 et de 2 % et pour différentes valeurs de la résistance de charge extérieure, placée entre les cathodes des tubes de sortie.

Tableau n° I4

Puissance de sortie maximum

Distorsion harmonique	R_c (k Ω)	V_s (V)	I_s (mA)	P_s (mW)
1 % 2 %		7I I00	0 0	0 0
1 % 2 %	I0 I0	55 80	5,5 8	302 640
1 % 2 %	4,7 4,7	42 59	8,95 I2,6	376 743
1 % 2 %	2,7 2,7	30 4I,5	II,I I5,4	333 639
1 % 2 %	1 1	13 15,5	13 15,5	169 240

La résistance de charge optimum est 6 000 Ω et autorise une puissance de sortie maximum de 750 mW (2 % de distorsion). Toutefois, la puissance de sortie maximum reste à peu près constante pour des valeurs de résistance de charge comprises entre 4 000 Ω et 8 500 Ω . L'impédance interne de source (sortie symétrique) est de 100 Ω .

5°/ - Utilisation des circuits de dérivation

Les courbes de réponse de l'amplificateur ont été établies dans le cas où l'on utilise les circuits de dérivation (planche n° 10). Les résultats de ces mesures sont exprimés dans le tableau n° 15.

Tableau n° 15

Fréquence (Hz)	4	10	40	100	400	1 K	4 K	10 K	15 K	20 K
Dérivée 1° Niveau (dB)	- 47,6	- 39,7	- 27,8	- 20	- 7,9	0	+ 11,8	+ 18,6	+ 20,3	+ 21,8
Dérivée 2° Niveau (dB)				- 37,6	- 15,9	0	+ 23,7	+ 38,6		

La dérivée première est utilisable pour des signaux dont la fréquence est comprise entre 4 Hz et 10 kHz; la pente de la courbe est de 6 dB par octave. La dérivée seconde est utilisable entre 100 Hz et 10 kHz; la pente est de 12 dB par octave.

Cependant, l'emploi des circuits de dérivation est délicat, car le niveau du bruit de fond devient énorme. Lorsque les deux circuits de dérivation et le circuit de compensation d'inertie thermique sont en service, la tension de bruit est proportionnelle à la puissance 7/2 de la bande passante.

6°/ - Influence des variations des tensions d'alimentation

a) - de la haute tension

Une variation de $\pm$ 3 V sur la haute tension donne un écart de $\pm$ 0,4 % sur la valeur du gain et une dérive de zéro de l'étage de sortie à charge cathodique de $\pm$ 4 mV.

b) - de la tension de chauffage

Une variation de $\pm$ 1 % de la tension de chauffage produit un écart de $\pm$ 0,2 % sur la valeur du gain et une dérive de zéro de $\pm$ 30 mV.

Il est donc nécessaire de disposer, pour l'étage de sortie, d'une tension de chauffage bien stabilisée.

La dérive de zéro, pendant la première heure de fonctionnement, est de 20 mV environ. La dérive à long terme, sur une période de 8 heures, est de l'ordre de $\pm$ 5 mV, à condition que les tubes aient subi un "vieillissement" de I00 à 200 heures (26).

D. - CONCLUSIONS

Ces essais attestent le fonctionnement satisfaisant de cette chaîne d'amplification. Les performances fixées au début de l'étude ont été atteintes, et même, sur certains points, dépassées (bruit de fond, bande passante).

Nous avons confirmé ces essais électriques en effectuant avec l'ensemble de l'équipement des mesures de turbulence cinématique sur une soufflerie à niveau de turbulence variable. Les résultats que nous avons obtenus font l'objet du dernier chapitre.

CHAPITRE V - MESURES SUR UNE SOUFFLERIE AERODYNAMIQUE

Ces essais de la chaîne d'amplification, dans les conditions réelles d'utilisation, ont été effectués sur une soufflerie d'étalonnage *, qui, lorsqu'elle est équipée d'un convergent de sortie à coefficient de contraction élevé, présente une turbulence extrêmement faible, donc difficile à mesurer. En introduisant dans la veine d'air une grille convenable, et en utilisant un convergent à coefficient de contraction faible, le niveau de turbulence peut être augmenté considérablement et, de la sorte, réglé à volonté.

De façon à bénéficier au maximum des possibilités de notre appareillage de mesure, nous avons dû procéder à deux mises au point préliminaires sur les autres éléments du circuit électrique.

1°/ - Le niveau de ronflement et de bruit de l'alimentation stabilisée alimentant le circuit du fil chaud est de 0,5 mV environ (quelle que soit la tension de sortie). Nous avons dû placer à la sortie de cette alimentation un circuit de filtre R.C, composé d'une résistance de 500 Ω et d'un condensateur électrochimique de I 500 µF (constante de temps : 0,75 seconde). Le bruit de fond résiduel après ce circuit est seulement de 30 µV.

2°/ - Après de longues recherches, nous nous sommes aperçus que l'amplificateur de puissance auxiliaire, destiné à injecter dans le circuit le courant rectangulaire nécessaire pour ajuster la compensation d'inertie thermique, introduisait une tension perturbatrice de ronflement (même lorsqu'il ne fonctionnait pas) produite par des fuites de courant alternatif à 50 Hz à travers le transformateur d'alimentation. Nous avons été obligés de déconnecter complètement cet amplificateur pour effectuer nos mesures.

---

* Laboratoire de Mécanique des Fluides de l'Ecole Centrale Lyonnaise.

Pour mesurer une vitesse turbulente relative longitudinale, on peut opérer de la façon suivante :

- On relève, point par point, la courbe d'étalonnage du fil $E = f(U)$ autour de la valeur de vitesse où l'on veut effectuer la mesure, E étant la tension aux bornes du fil et U la vitesse de l'air dans la veine. E se mesure par une méthode potentiométrique, de manière à avoir une grande précision; U se mesure au moyen d'un tube de Pitot (mesure de la pression totale). Si h est la dénivellation du Pitot, la vitesse U est donnée par la formule approximative:
$U_{m/s} = 4\sqrt{h_{mm\ d'eau}}$.

- On détermine la sensibilité du fil aux vitesses $\alpha = U \frac{\partial E}{\partial U}$.

En fait, on peut se dispenser de passer par l'intermédiaire de la vitesse et utiliser directement la courbe $E = f(h)$. En effet, E est fonction de U. Si l'on prend la différentielle, nous obtenons :

$$dE = \frac{\partial E}{\partial U} dU = U. \frac{\partial E}{\partial U} . \frac{dU}{U}$$

$\alpha = \frac{U \partial E}{U}$ est le coefficient de sensibilité du fil.

Or : $h = \frac{1}{2} \rho U^2$, ρ étant la masse spécifique du fluide.

$dh = \rho U\, dU$, $\frac{dh}{dU} = \rho U$ et $\frac{\partial E}{\partial U} = \frac{\partial E}{\partial h} . \frac{\partial h}{\partial U} = \frac{\partial E}{\partial h} \rho U$,

d'où : $dE = U. \rho U \frac{\partial E}{\partial h} . \frac{dU}{U} = \rho U^2 \frac{\partial E}{\partial h} . \frac{dU}{U}$.

Or, $\rho U^2 = 2h$, donc : $dE = 2h \frac{\partial E}{\partial h} \frac{dU}{U}$

et nous avons aussi : $\alpha = 2h \frac{\partial E}{\partial h}$

$\frac{\partial E}{\partial h}$ est la pente de la tangente à la courbe $E = f(h)$ au point de mesure. Il est aisé, de la sorte, de déterminer α avec une précision

de 2 à 3 %.

- On établit la courbe d'étalonnage D = f (E') de la chaîne d'amplification, D représentant la déviation du voltmètre à thermocouple, et E' la tension sinusoïdale à l'entrée correspondante. On possède ainsi une correspondance directe entre la tension efficace appliquée à l'entrée de la chaîne (soit, dans le cas d'une mesure, la tension alternative efficace aux bornes du fil chaud) et la déviation de l'instrument à thermocouple.

- On pratique la compensation de l'inertie thermique du fil en utilisant la méthode des signaux rectangulaires (chapitre I, pages 6 et 7).

- Il reste alors à procéder à la mesure proprement dite, qui consiste, en réglant l'amplification à une valeur convenable, au moyen des atténuateurs, à déterminer par la déviation du thermocouple la tension efficace $\sqrt{\overline{e}^2}$ issue du fil. Connaissant la sensibilité , la turbulence cinématique longitudinale relative est donnée par la formule :

$$T_r = \frac{\sqrt{\overline{u}^2}}{U} = \frac{\sqrt{\overline{e}^2}}{\alpha}$$

I. - PREMIERE SERIE DE MESURES

Cette première série est consacrée à la mesure d'une turbulence cinématique extrêmement faible. La sortie de la soufflerie est équipée d'un convergent ayant un coefficient de contraction égal à 16. Nous avons utilisé des fils de 6 μ et de 3 μ. D'une manière générale, les fils de 3 μ nous ont donné des valeurs légèrement plus fortes, sans que nous ayons pu expliquer ce phénomène.

Les résultats obtenus sont consignés dans le tableau n° I6. Le préamplificateur à transistors est alors en circuit.

Tableau n° I6

Ø fil (µ)	I chauf. (mA)	Inert. therm. (µs)	h (mm d'eau)	U (m/s)	Selec. B. P. (kHz)	$\sqrt{\overline{e^2}}$ (µV)	V bruit (µV)	α (µV)	T %
6	90	765	64,2	32	8	226	29	99 500	0,23
"	"	"	"	"	16	273	60	"	0,27
6	I00	600	58	30	4	I0I,5		40 500	0,25
"	"	695	74,4	34,5	4	203		89 I00	0,23
"	"	655	79,6	35,7	4	203	8	94 000	0,22
"	"	"	"	"	8	2I7	25	"	0,23
"	"	"	"	"	I6	335	60	"	0,26
6	II0	750	53,3	29,2	4	250		I06 000	0,24
"	"	I I00	7I,05	33,8	8	605	37	290 000	0,23
"	"	"	"	"	I6	690	90	"	0,24
3	30	260	60,7	3I,2	8	I45		50 400	0,29
"	"	"	"	"	I6	I45		"	"
"	"	"	"	"	28	I49	20	"	"
3	35	280	60,2	3I,I	4	240		95 I00	0,25
"	"	"	"	"	8	247		"	0,26
"	"	"	"	"	28	250	50	"	0,26
3	40	325	49,5	28,1	8	460		I8I 000	0,25
"	"	"	"	"	16	460		"	0,25
"	"	"	"	"	28	480	60	"	0,26

La valeur moyenne à retenir est 0,25 %. On constate une assez grande dispersion des mesures. Celle-ci peut être due aux erreurs proprement dites, que l'on peut estimer à $\pm$ I0 %, pour ces niveaux de turbulence, et, d'autre part, à la non-homogénéité turbulente du champ de mesure. La vitesse moyenne influe peu sur la turbulence. En fait, par un grand nombre d'expériences, on doit arriver à déterminer la valeur de la turbulence relative avec une précision de l'ordre de $\pm$ 5 %.

Dans aucun de ces essais, nous n'avons été gênés par le bruit de fond de l'installation. L'une des principales difficultés pour obtenir une mesure précise est due aux fluctuations de l'aiguille du voltmètre à thermocouple. Il serait vraisemblablement possible de prévoir un circuit d'intégration de la tension délivrée par le thermocouple de manière à déterminer une valeur moyenne (en utilisant par exemple un millivoltmètre électronique à vibreur, avec circuit de filtrage de la tension d'entrée).

II. - DEUXIEME SERIE DE MESURES

La soufflerie a été équipée, pour cette deuxième série, d'une grille à turbulence et d'un convergent à faible coefficient de contraction (égal à 2). Dans ces conditions, le niveau de turbulence augmente considérablement et nous avons pu supprimer le préamplificateur à transistors.

Ces essais ont été faits avec un fil de 6 μ chauffé par un courant de I00 mA, en plusieurs points d'une même section droite de la veine, de manière à trouver une valeur moyenne. Les résultats font l'objet du tableau n° I7.

Tableau n° I7

h (mm eau)	U (m/s)	$\sqrt{\overline{e^2}}$ (mV)	α (mV)	T_r %
2I,35	I8,5	I0,9	I67	6,5
22,I5	I8,8	II,82	I74	6,8
25,95	20,3	I3,90	I96	7,1
23	I9,2	I2,I5	I63	7,5
2I,9	I8,7	I3,I5	I74	7,5

La valeur moyenne est 7,1 et l'écart maximum de 8,5 %. Les autres conditions de ces mesures étaient les suivantes : inertie thermique : 1 ms - Bande passante en position : 16 kHz, et bruit de fond : I00 μV environ.

III. - ETABLISSEMENT D'UN SPECTRE ENERGETIQUE

Nous avons, pour terminer, procédé au relevé, point par point, d'une courbe représentative du spectre de la turbulence mesurée dans le paragraphe précédent.

Pour cela, nous avons opéré de la façon suivante : le signal de sortie de la chaîne d'amplification est envoyé dans un analyseur de fréquence. L'amplitude des différentes composantes est indiquée par le voltmètre de l'analyseur, mais il présente de très forte fluctuations. On amplifie alors la tension continue apparaissant aux bornes de ce voltmètre par un amplificateur de signaux continus dont la sortie alimente le voltmètre à thermocouple déjà utilisé, de façon à obtenir une lecture plus stable grâce à l'inertie thermique du thermocouple.

Malgré cet artifice, les fluctuations sont encore très importantes et il est difficile de faire des mesures précises. Il semblerait donc intéressant d'utiliser un voltmètre électronique (on dispose d'un signal de I00 mV), précédé d'un circuit d'intégration ayant une forte constante de temps (quelques dizaines de secondes).

Tableau n° I8

Spectre de turbulence

Fréquence (Hz)	$\sqrt{\bar{e}^2}$ (mV)	$\bar{e}^2$ x I0 000
20	2,4	57 700
30	2,I6	46 600
40	2,05	42 000
60	I,82	33 I00
80	I,34	I8 000
II0	I,27	I6 000
I60	I,05	II 000
220	0,90	8 I00
400	0,7I	5 050
650	0,43	I 850
1 K	0,34	I I60
2 K	0,I87	350
3 K	0,097	94
4 K	0,074	54,8
6 K	0,04I	I6,8
8 K	0,025	6,25
I0 K	0,0I6	2,56
I2 K	0,009	0,8I
I4 K	0,008	0,64
I6 K	0,007	0,49

Conditions d'essai :

U = 15,4 m/s ; Fil de 3 μ ; Courant de chauffage = 32 mA ; Compensation d'inertie thermique 350 μ s.

La valeur de $\sqrt{\bar{e}^2}$ doit normalement s'annuler à partir d'une certaine fréquence.* On constate qu'elle tend au contraire vers une valeur constante correspondant au bruit de fond. Pour tracer la courbe (planche n° 11), on doit, si l'on désire des chiffres précis, retrancher la valeur vers laquelle tend $\bar{e}^2$, soit dans notre cas 0,3 environ. La tangente à l'extrêmité de la courbe a une pente imprécise voisine de - 7 (27).

Ce bruit de fond résiduel est en pratique peu gênant. Il est de plus de 50 dB inférieur à l'amplitude des composantes à basse fréquence. Il serait peut-être possible de le réduire encore en adaptant, comme nous l'avons signalé au chapitre précédent, un atténuateur à la sortie du préamplificateur à transistors, si cela s'avérait nécessaire.

---

* Seules les valeurs énergétiques relatives, donc la forme de la courbe, nous intéressent.

- C O N C L U S I O N -

L'utilisation de l'anémomètre à fil chaud pour la mesure de la turbulence cinématique et thermique pose de nombreux et délicats problèmes, qui n'ont pas tous été résolus; nous n'avons pas, certes, la prétention d'avoir épuisé le sujet. En particulier, deux points paraissent demander une étude plus approfondie :

- l'amélioration des circuits dérivateurs,
- l'amortissement des appareils de manière à augmenter la précision et la reproductibilité des mesures.

Il serait également intéressant de perfectionner le circuit d'alimentation du fil chaud, avec un filtrage plus énergique (filtre à deux cellules par exemple).

Nous avons essayé, dans les pages qui précèdent, de résumer les différentes étapes de l'étude, et de la mise au point de la chaîne d'amplification que nous avons réalisée. Nous avons passé sous silence un certain nombre de mesures et d'expériences de second ordre, pour ne pas alourdir l'exposé.

En conclusion de ce travail, il semble que nous ayons atteint le but proposé, à savoir permettre la mesure de turbulence extrêmement faibles sans être gênés par le bruit de fond de la chaîne. Nous avons abouti, par l'utilisation de solutions relativement simples, à un équipement de mesure d'une complexité raisonnable, et vraisemblablement d'un emploi sûr. Il faut souligner ici l'intérêt de bénéficier d'une stabilité parfaite des tensions d'alimentation (chauffage et haute tension) : elle procure une constance du gain qui autorise de longues mesures sans contrôle de l'étalonnage. Nous avons d'ailleurs mis cet avantage en évidence au cours de l'étude et il s'est avéré précieux à l'usage.

-o-o-o-o-

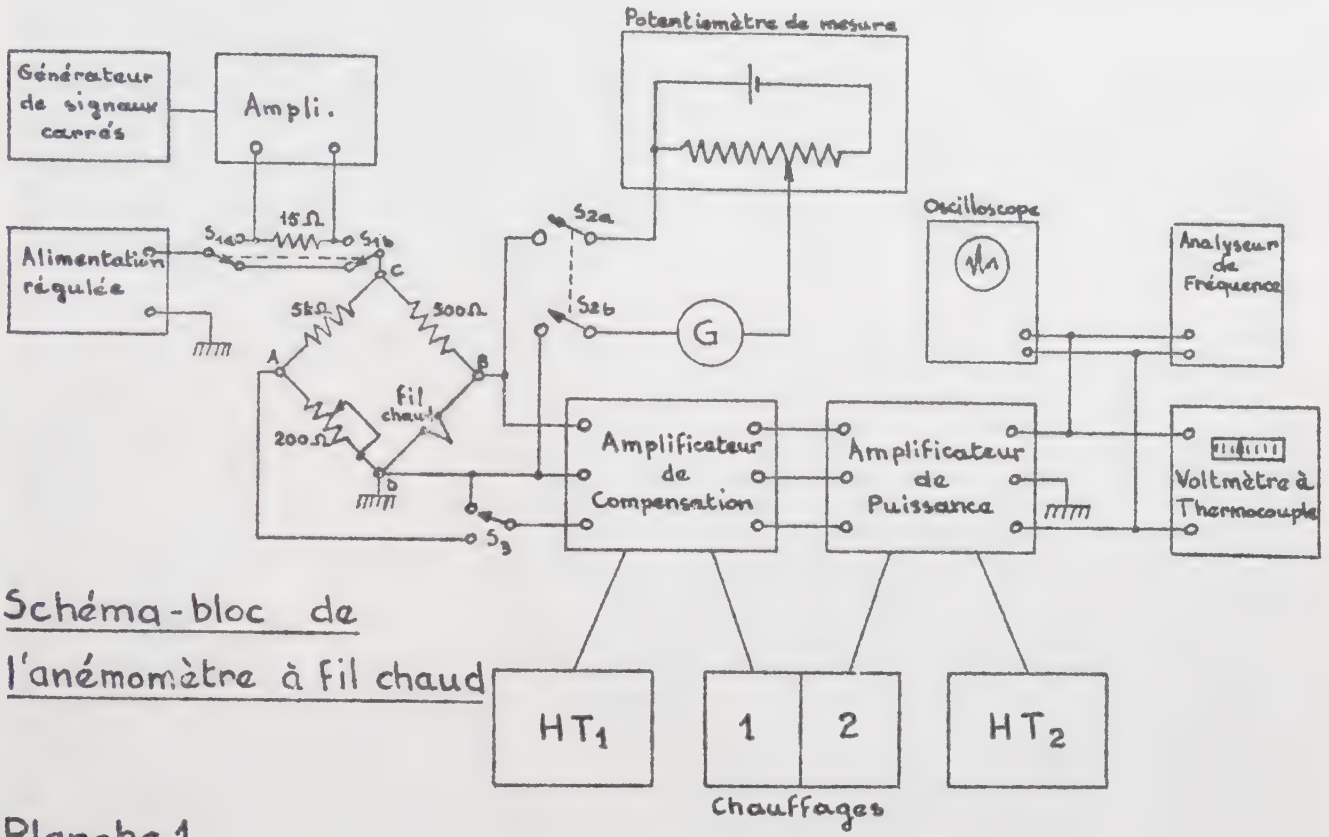
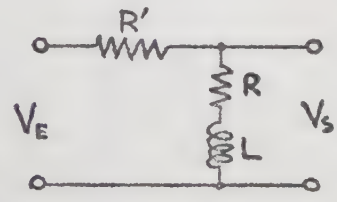
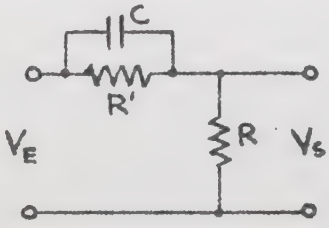


Schéma-bloc de l'anémomètre à fil chaud

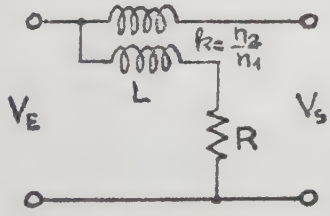
Planche 1



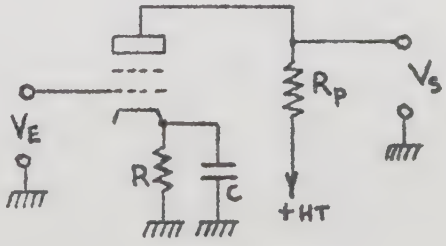
2a



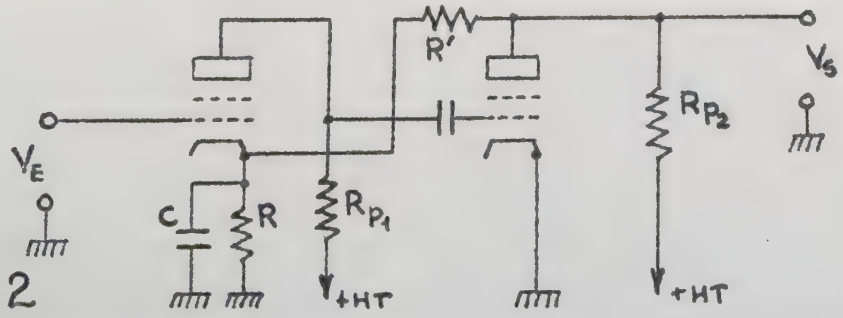
2b



2c



2d



2e

Planche 2

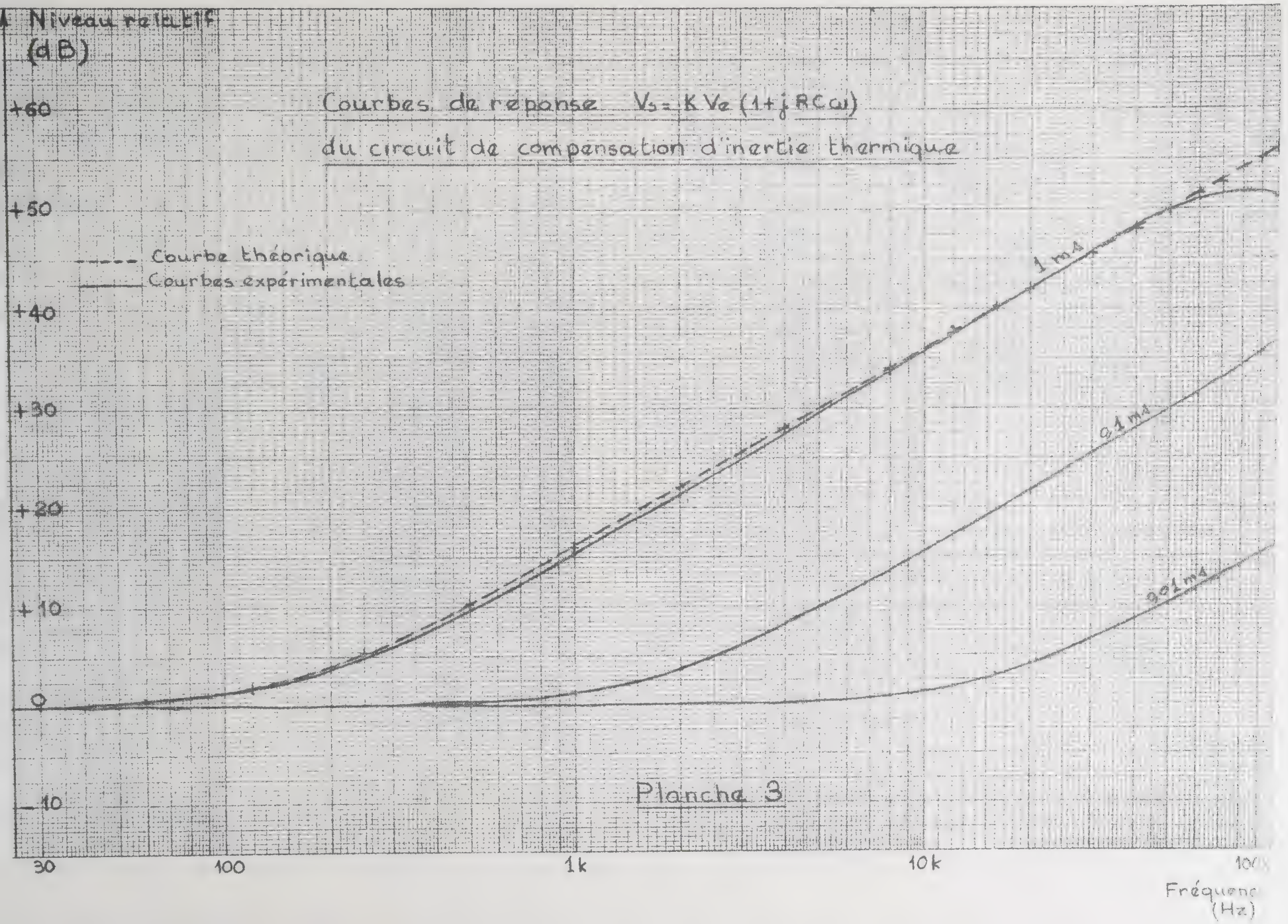
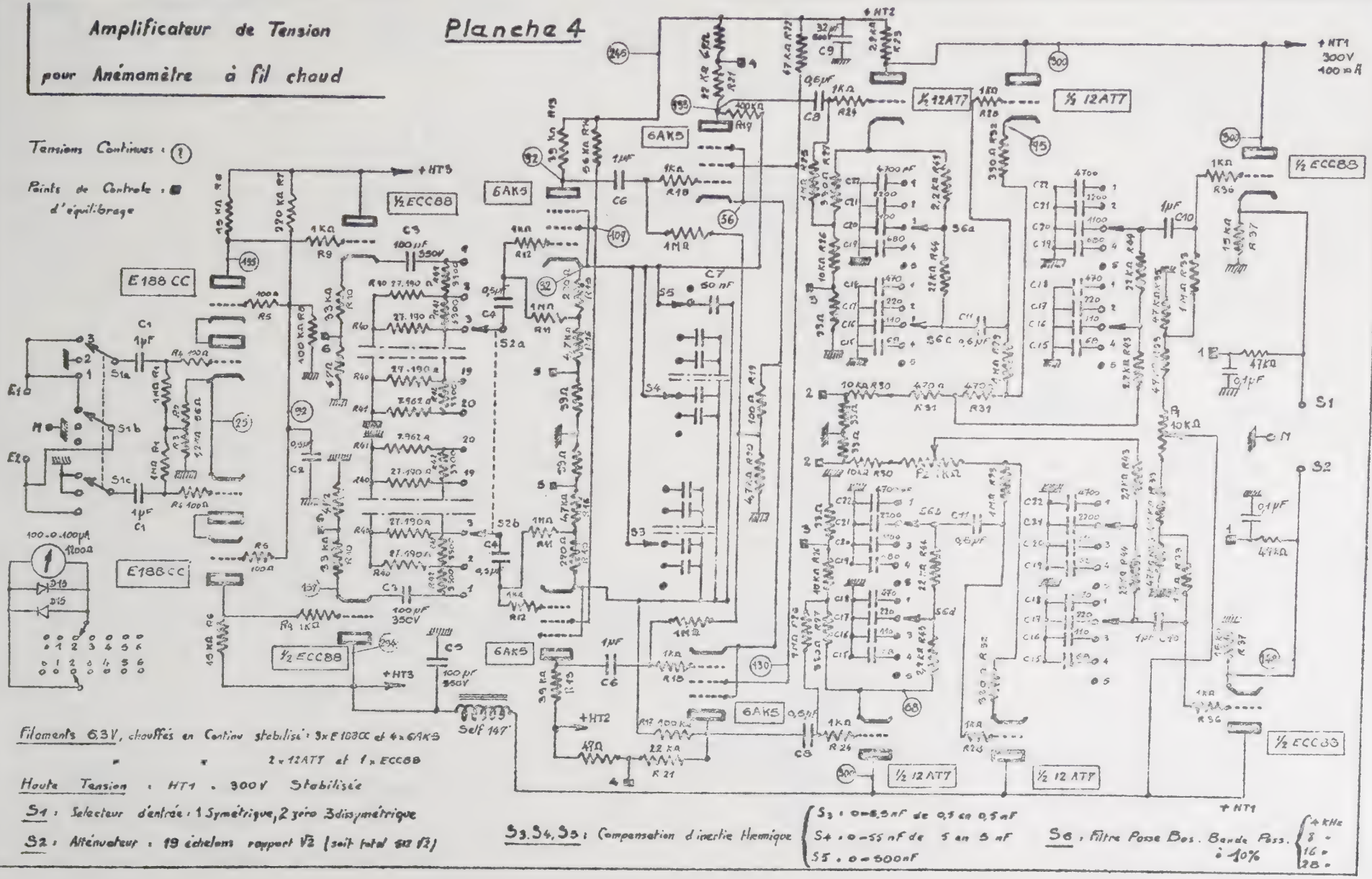

Niveau relatif (dB)
Courbes de réponse $V_s = K V_e (1 + j RC\omega)$
du circuit de compensation d'inertie thermique
+60
+50
+40
+30
+20
+10
0
-10
Courbe théorique
Courbes expérimentales
1 mA
0,1 mA
0,01 mA
30
100
1k
10k
Fréquence (Hz)

Planche 3

Amplificateur de Tension pour Anémomètre à fil chaud

Planche 4



Filaments 6,3 V, chauffés en Continu stabilisé : 3 x E 188 CC et 4 x 6AK5

" " 2 x 12AT7 et 1 x ECC88

Haute Tension : HT1 . 300 V Stabilisée

S1 : Selecteur d'entrée : 1 Symétrique, 2 zero 3 dissymétrique

S2 : Atténuateur : 19 échelons rapport √2 (soit total 512 √2)

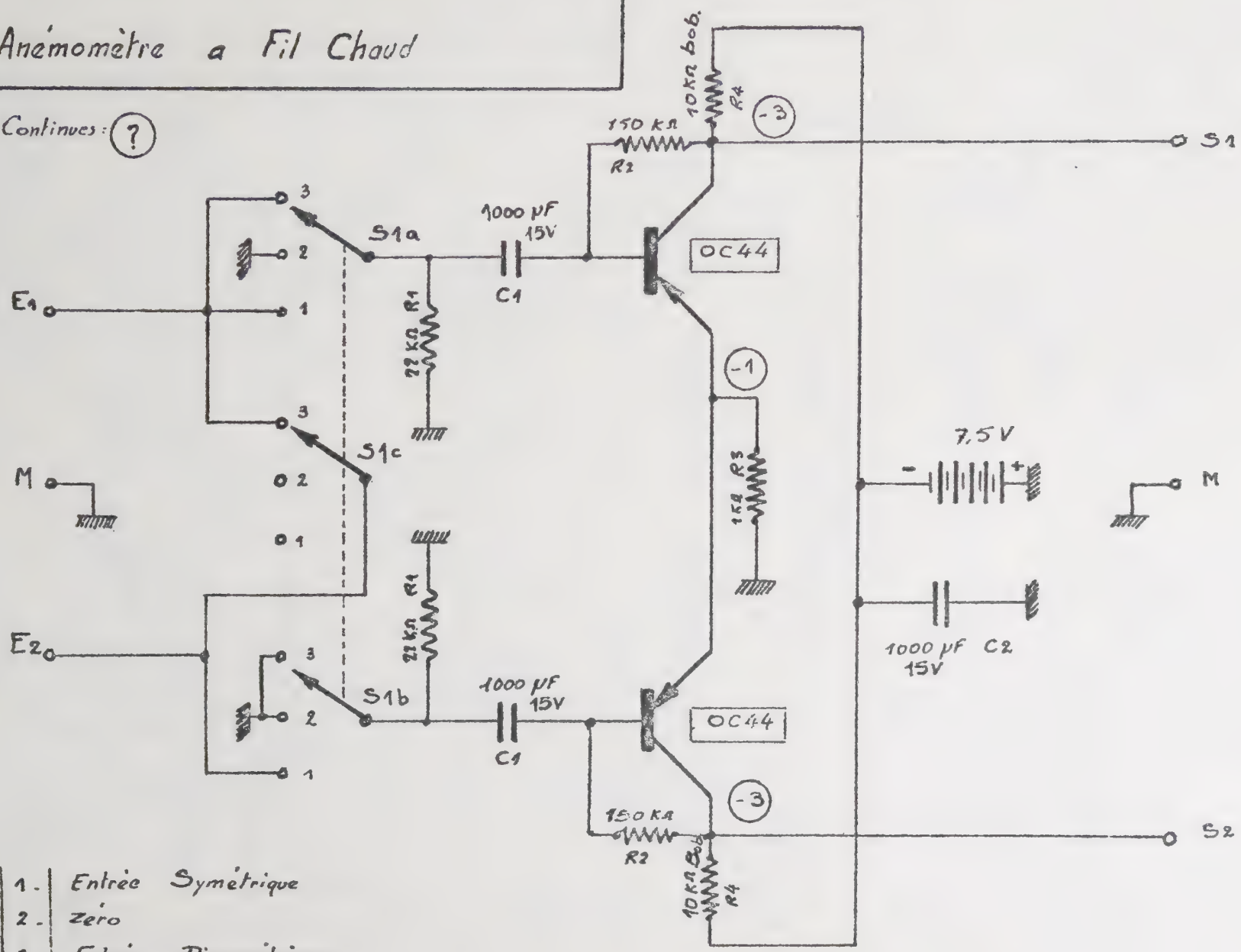
S3, S4, S5 : Compensation d'inertie Thermique
- S3 : 0 – 8,5 nF de 0,5 en 0,5 nF
- S4 : 0 – 55 nF de 5 en 5 nF
- S5 : 0 – 500 nF

S6 : Filtre Passe Bas. Bande Pass. à 10 %
- 4 kHz
- 8 "
- 16 "
- 28 "

Préamplificateur Symétrique à Transistors — Planche 5

pour Anémomètre à Fil Chaud

Tensions Continues : (?)

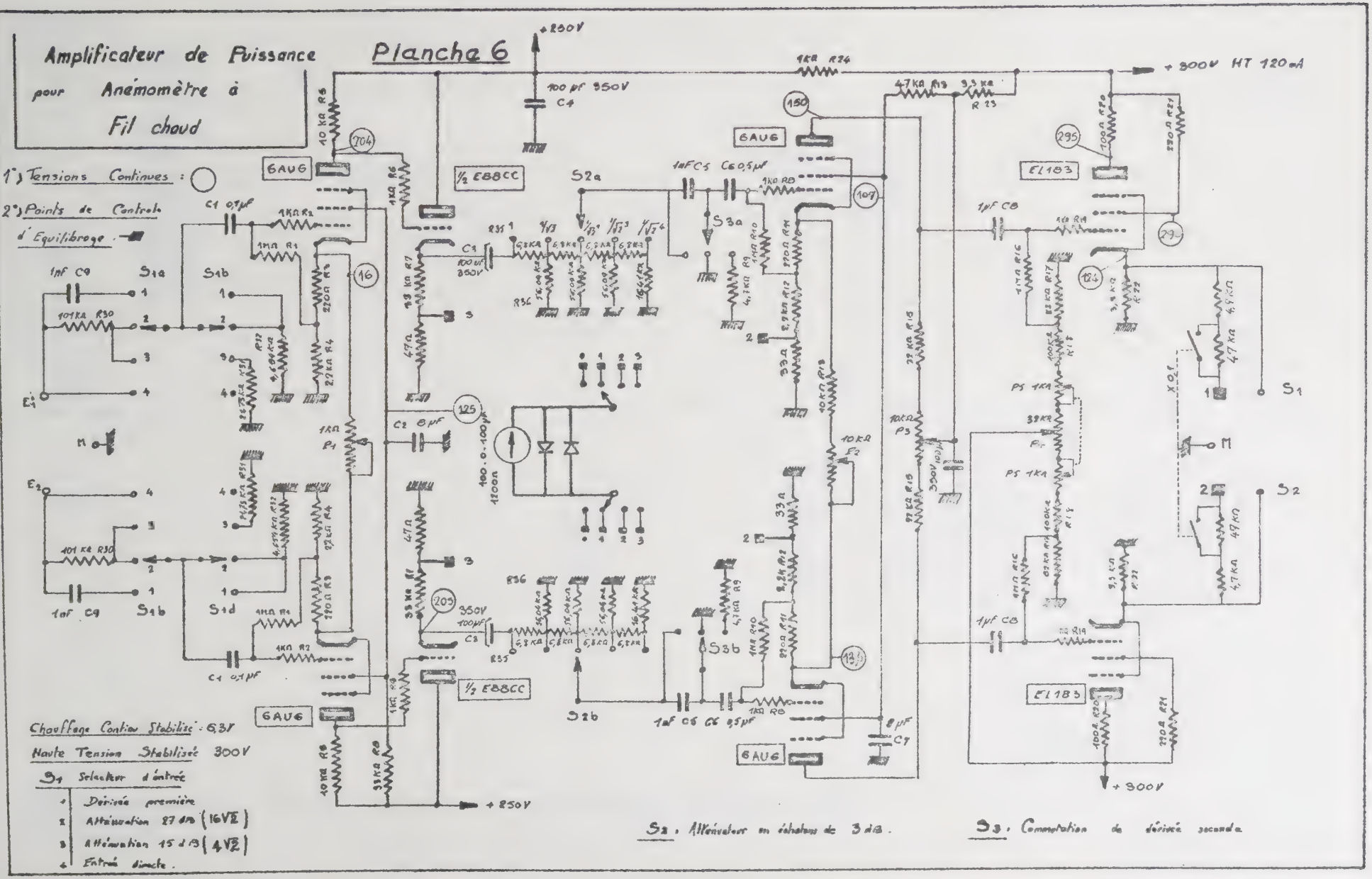


S1 :

1. Entrée Symétrique
2. zéro
3. Entrée Dissymétrique

Amplificateur de Puissance pour Anémomètre à Fil chaud

Plancha 6


+ 250V
100 pF 350V
C4
1KΩ R24
+ 300V HT 120 mA
4,7 KΩ R13
3,3 KΩ R23
6AU6
½ ECC83
EL183
1°) Tensions Continues :
2°) Points de Controle d'Equilibrage
S1a
S1b
S1c
S1d
S2a
S2b
S3a
S3b
1nF C9
101 KΩ R30
1MΩ R1
1KΩ R2
1KΩ R3
1KΩ R4
1KΩ P1
10 KΩ R5
1KΩ R6
47Ω
33 KΩ R8
10 MΩ R8
C1 0,1µF
C2 8pF
C3 100pF 350V
C6 0,5µF
C7 8µF
1nF C8
1µF C8
1KΩ R8
1KΩ R9
1KΩ R10
220Ω R11
2,2 KΩ R12
33Ω
10 KΩ P2
10 KΩ P3
33 KΩ R15
22 KΩ R16
1KΩ R17
1KΩ R18
100Ω R20
220Ω R21
3,3 KΩ R22
4,7 KΩ
47 KΩ
100Ω R20
220Ω R21
100 KΩ R14
33 KΩ R15
1KΩ R19
3,3 KΩ R22

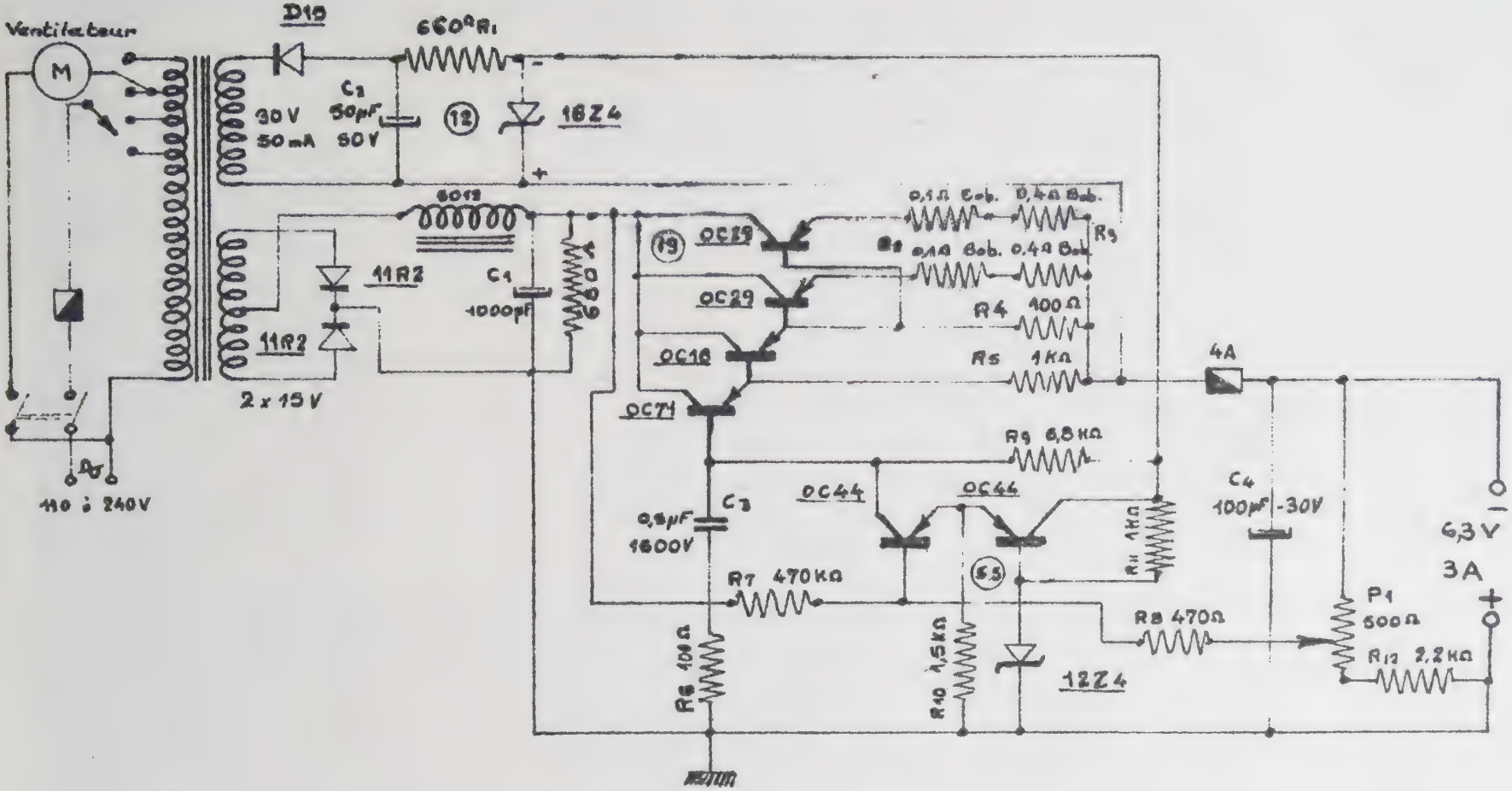
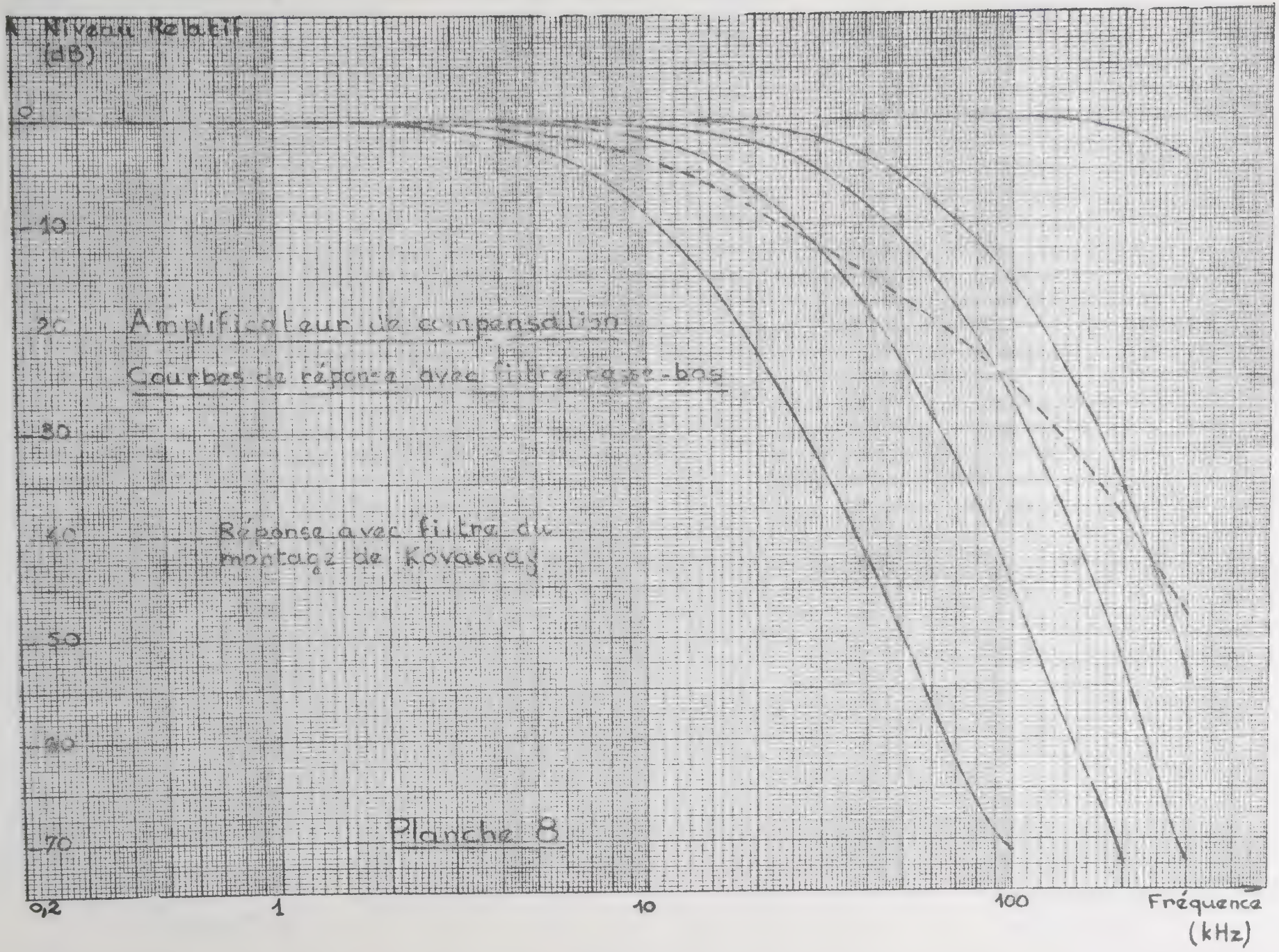
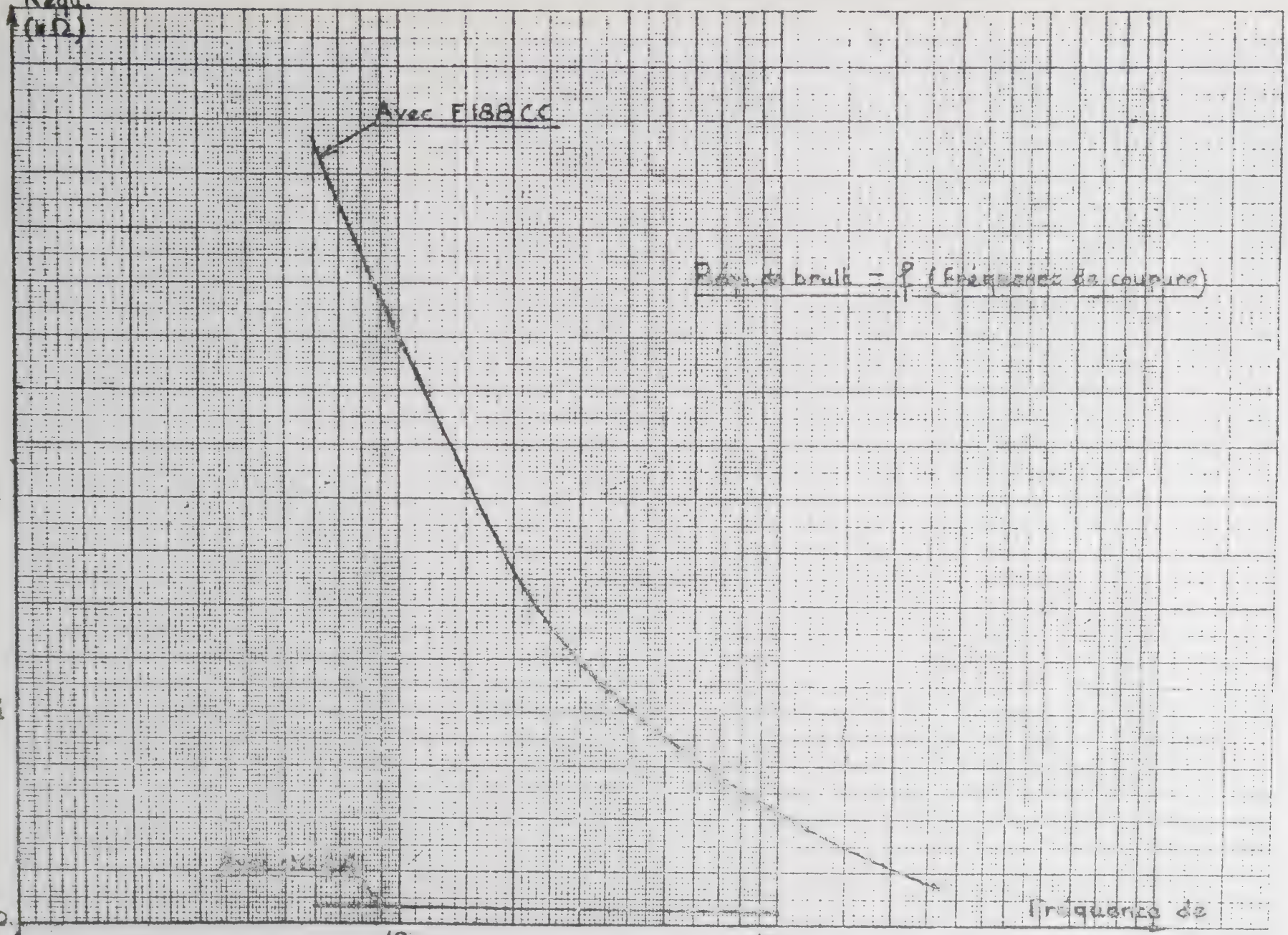


Planche 7

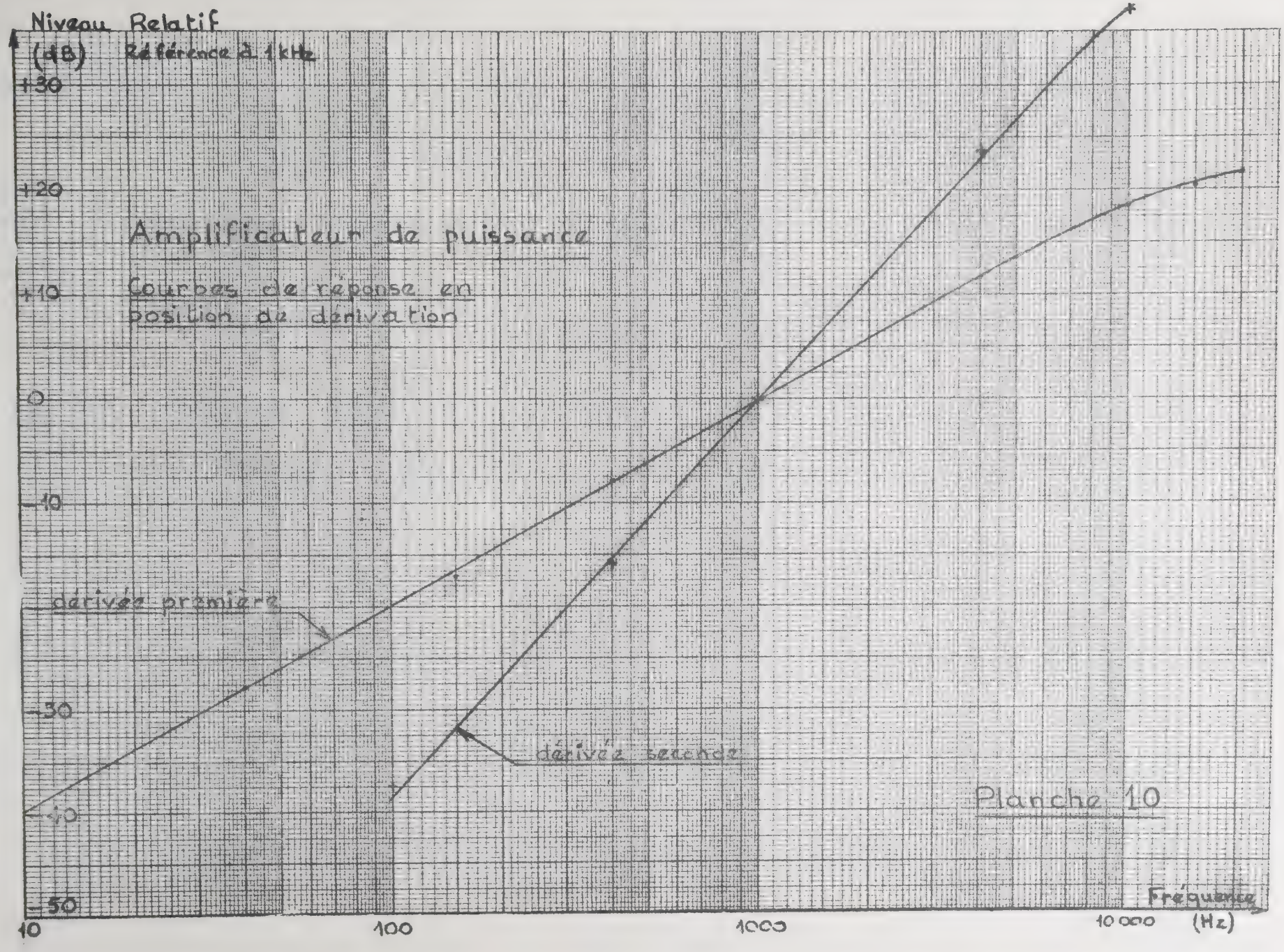
Alimentation Stabilisée à Transistors : 6,3 V - 3 A

(?) → Tensions continues en Volts prises par rapport à la masse.


Niveau Relatif
(dB)
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
-70
Amplificateur de compensation
Courbes de réponse avec filtre passe-bas
Réponse avec filtre du
montage de Kovasnay
Planche 8
0,2
1
10
100
Fréquence
(kHz)



N° 150 Planche 9


Niveau Relatif
(dB) Référence à 1 kHz
+30
+20
+10
0
-10
-30
-50
10
100
1000
10 000
(Hz)
Fréquence
Amplificateur de puissance
Courbes de réponse en position de dérivation
dérivée première
dérivée seconde
Planche 10

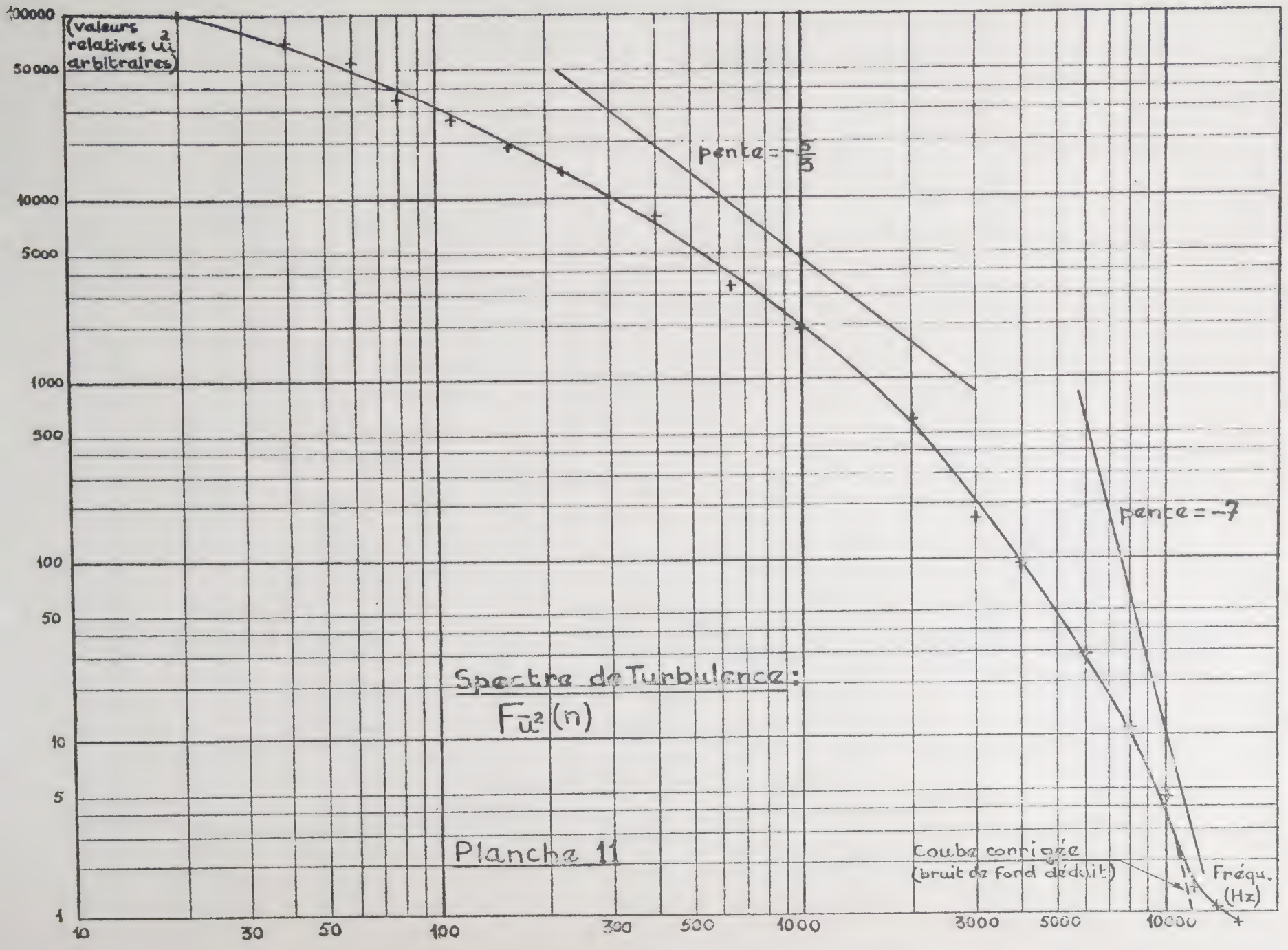

(valeurs relatives u_i^2 arbitraires)
100000
50000
10000
5000
1000
500
100
50
10
5
1
10
30
50
100
300
500
1000
3000
5000
10000
pente = $-\frac{5}{3}$
pente = -7
Spectre de Turbulence :
$F\bar{u}^2(n)$
Courbe corrigée
(bruit de fond déduit)
Fréqu.
(Hz)

Planche 11

B I B L I O G R A P H I E

(1) - L.S.G. KOVASNAY : "Development of turbulence-measuring équipment" - N.A.C.A. - Report I209 - I954 - p. 1 à 7.

(2) - J.B. JOHNSON : "Thermal agitation of electricity in conduction" - Phys. Review n° 32 - I928.

(3) - H. NYQUIST : "Thermal agitation of electric charge in conduction" - Phys. Review n° 32 - I928.

(4) - E. EINSTEIN : Ann. Physik I906.

(5) - M. VON SMOLUCHOWSKI : Phys. Z. I906.

(7) - SCHOTTKY : "Uber Spontane stromschwankungen in verschiedenen electrizitats leitein" - Ann. Physik n° 57 - I9I8.

(8) - SCHOTTKY : Phys. Review n° 28 - I926.

(9) - K.S. KNOL : "Le bruit, un aperçu qualitatif" - Revue technique Philips - Tome 20 - n° 4 - I958 - p. 85 à 93.

(I0) - B.V. ROLLIN et I.M. TEMPLETON : "Noise in semi-conductors at very low frequencies" - Proc. Phys. Soc. - B 66 - I953 - p. 259-260 - et "Noise in germanium filaments at very low frequencies" - Proc. Phys. Soc. - B 67 - I954 - p. 27I.

(II) - P. CHARVIN : "Le bruit de fond" - La nature - Juillet I959 - p. 298 à 304.

(I2) - G. GOUDET : "Electronique Industrielle" - Eyrolles - I959 - p. 345 à 350.

(I3) - J. TACUSSEL : "Contribution à l'étude des amplificateurs de signaux continus" - Thèse de doctorat n° 226 - Université de LYON - p. I9 - I956.

(I4) - J. TACUSSEL : même ouvrage - p. 24.

(I5) - A. VAN DER ZIEL et A.G.T. BECKING : "Theory of junction diodes and junction transistors noise" - P.I.R.E. - Juin I958 - p. 589.

(I6) - K.M. VAN VLIET : "Noise in semi-conductors and photoconductors" - P.I.R.E. - Juin I958 - Vol. 46 - n° 6 - p. I004 - I0I6.

(I7) - A. VAN DER ZIEL : "Noise in junction transistors" - P.I.R.E. - Juin I958 - p. I0I9 à I037.

(I8) - W.H. FONGER : "A determination of low fréquence noise sources in semi-conductors diodes and transistors" - Transistors I - Princeton : R.C.A. Laboratories - p. 309 - 32I.

(I9) - E.R. CHENETTE : "Measurement of correlation between flicker noise sources" - P.I.R.E. - Juin I958 - p. I304.

(20) - L.S.G. KOVASNAY : "Development of turbulence-measuring equipment" - N.A.C.A. - Report I209 - I954 - p. I3 à I8.

(2I) - G. COMTE-BELLOT : "Comparaison de divers schémas d'anémomètres à température constante" - Rapport non publié - Univ. de GRENOBLE.

(22) - L.S.G. KOVASNAY : "Development of turbulence-measuring equipment" - N.A.C.A. - Report I209 - I954 - p. I4 et I5.

(23) - O.H. SCHMITT : Journal of Scientific Instruments - I938 - n° I5 - p. I00 - I0I.

(24) - H. SCHREIBER : "Les paramètres universels tubes-transistors" - Toute la Radio - n° 240 - Novembre I959 - p. 4I9.

(25) - J. GIRARD : "Contribution à l'étude des amplificateurs de signaux continus" - Thèse de doctorat de 3° Cycle - n° 9 - Université de LYON - I958 - p. I6 à 42.

(26) - J. TACUSSEL : "Contribution à l'étude des amplificateurs de signaux continus" - Thèse de doctorat n° 226 - Université de LYON - I956 - p. 98.

(27) - J. LAUFER : "Investigation of turbulent flow in a two dimensionnal Channel" - N.A.C.A. - Report n° I053 - I95I - p. I6.

(28) - J. MATHIEU : "Contribution à l'étude aérothermique d'un jet plan en présence d'une paroi" - P.S.T. du Ministère de l'Air - n° 374 - I96I.

Vu :
Les Membres du Jury,
G. DEJARDIN
J. JANIN
G. MESNARD

Vu et approuvé :
Le Doyen de la Faculté des Sciences,
H. GAUTHIER

Vu et accordé le permis d'imprimer
LYON, le 15 Juin 1961

Le Recteur,
Président du Conseil de l'Université
P. LOUIS